electronistul®

REVISTĂ DE ORIENTARE PROFESIONALĂ, CONSTRUCŢII ELECTRONICE,
INIŢIERE, RECICLARE, SERVICE -DEPANARE
NR.18

DIN SUMAR:

ARF cu tranzistor în avalanşe
Canal de baleiaj pentru osciloscop
Consideraţii privind proiectarea cu circuite integrate CMOS
Indicator electronic al zilelor săptămânii

SUMAR

SUMAR NR. 18

TELECOMUNICAŢII

- *Terminale pentru telecomunicaţii* . . . . . *pag. 1*

INFO-CALCULATOARE

- *Programul PSPICE de simulare a circuitelor electronice digitale* . . . . . *pag. 5*

VIDEO - TV

- *Televizor color SHARP - service* . . . . . *pag. 8*

RADIO

- *ARF cu tranzistoare în avalanşă* *pag.12*

HI-FI

- *Proiectarea incintelor acustice cu deschidere* *pag.14*
- *Amplificator audio de putere* *pag.15*
- *Corector de ton pe trei benzi* *pag.16*
- *Înregistrarea magnetică* *pag.17*

ELECTROALIMENTARE

- *Alimentator +12V/±24V* *pag.18*

AMC

- *Canal de baleiaj pentru osciloscop* *pag.20*

LABORATOR

- *Consideraţii privind proiectarea cu circuite integrate CMOS* *pag.22*

AUTOMATIZĂRI

- *Indicator electronic al zilelor săptămânii* *pag.24*

ATENŢIE

Editura ELECTRONISTUL vă pune la dispoziţie spaţiu publicitar în cadrul revistei şi vă asigură realizarea de cărţi tehnice, prospecte, materiale de reclamă, cataloage, manuale de utilizare pentru produsele dumneavoastră. Realizarea acestora include traducerea în româneşte sau în orice altă limbă străină, tehnoredactare, tipărire şi distribuire.

Aşteptăm oferte la CP 5-51 Bucureşti

Conform reglementărilor în vigoare este necesar acordul editurii "Electronistul" dacă materialele cuprinse în revistă sunt preluate pentru republicare în cărţi, reviste, almanahuri, agende, etc., sau realizarea de subansamble, dispozitive sau produse destinate a fi comercializate în vederea obţinerii de beneficii.

Apelăm pe această cale la doritorii ce vor să publice în paginile revistei să ne trimită articole încadrabile în specificul nostru.

Drepturile de autor vor fi formate din tarifele legale, plus prime stimulative provenite din beneficiul revistei şi se vor încadra, în general, conform criteriilor de mai jos:

a) 10.000 ÷ 15.000 lei pentru un articol cu o contribuţie originală, deosebită, care conţine scheme, cablaje, detalii constructive şi are o întindere de minim 2 pagini, din care cel puţin 70% text;

b) 10.000 ÷ 12.000 lei pentru un articol de sinteză cu bibliografie din care a rezultat o configuraţie originală cu conţinutul conform pct. a);

c) 7.000 ÷ 10.000 lei pentru un articol cu schemă, cablaj, detalii constructive, rezultat ca o aplicaţie directă a unor configuraţii de bază (amplificator, generator, mixer, numărător, temporizator, etc.) şi întindere conform pct. a);

d) 6.000 ÷ 8.000 lei pentru un articol cu o schemă originală şi o întindere de minim o pagină cu cel puţin 70% text;

e) 5.000 ÷ 6.000 lei pentru articole prelucrate după cele apărute în alte reviste, străine sau româneşti şi având întinderea de o pagină cu 70% text;

f) 5.000 ÷ 6.000 lei pentru un articol de informare tehnică cu întinderea de o pagină.

Aşteptăm scrisorile dvs. pe adresa: **Bucureşti, căsuţa poştală 5 - 51.** Eventual, menţionaţi şi un număr de telefon la care puteţi fi contactaţi. Materialele sosite la redacţie şi care nu întrunesc condiţiile de publicare nu se returnează autorului.

COLEGIUL DE REDACŢIE

- Andrian Nicolae (redactor-şef)
- Gabriel Herţoiu, Radu Minciunescu, Petre Nicolae, Stan Sergiu, Simion Stanciu (redactori principali de rubrică)
- Adrian Dumitru (grafică, design)
- Cănănău Voiţă Corneliu (editare şi tehnoredactare)
- Mariana Nicolae (desen tehnic)
- **Stan Sergiu - director**

electronistul®

PROGRAMUL PSPICE DE SIMULARE A CIRCUITELOR ANALOGICE ELECTRONICE

ing. Volosencu Constantin
asist. univ. Inst. Pol. Timişoara

INFO CALCULATOARE

(Continuare din numărul trecut)

Bibliografie

1. *** - Circuit Analysis User's Guide, MicroSim Corporation, Irvine, California, SUA, 1991.

2. Tuinenga, P.W. - A Guide to Circuit Simulation an Analysis Using PSpice, Prentice Hall, Englewood Clffs, N.J. SUA, 1988.

ANEXĂ

```
*  Exemplul pentru ilustrarea posibilităţilor
*  programului PSpice
*  Această comandă descrie opţiunile de rulare
   .opt acct list node nopage
   + reltol=.001
*
*  Se prescrie temperatura la care se efectuează rulajul
*
   .temp 35
*
*  Se introduc dispozitivele în circuit
*  Nodurile tranzistoarelor bipolare sunt:
*  colector bază emitor
*  Toate tranzistoarele trebuie să se refere la un model
   q1  4  2  6  qn
   q2  5  3  6  qn
```

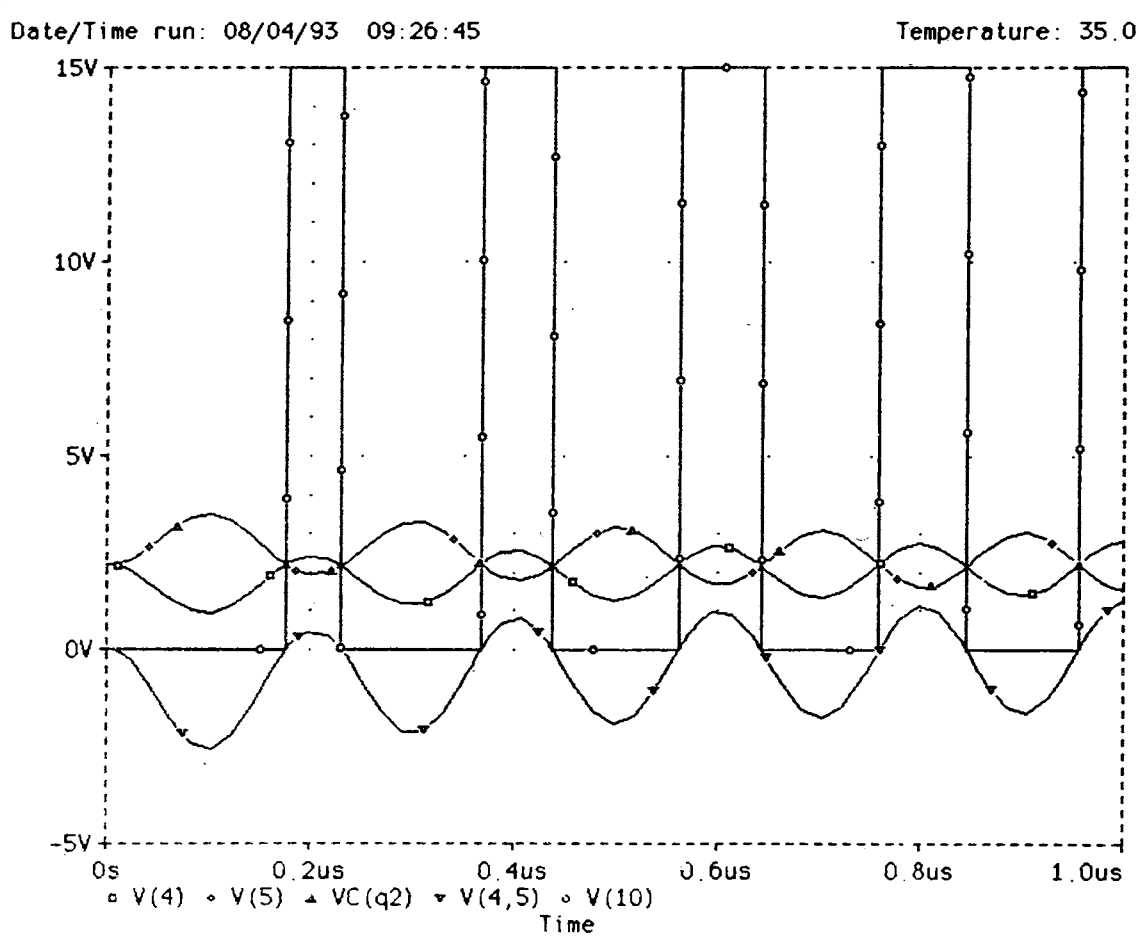


Fig. 6

```
*
*  Modelele pentru rezistoare sunt opţionale
*  Dacă se utilizează, în ele se pot specifica factorul de
*  scală, coeficienţii de temperatură şi toleranţele.
   r1 100 2 1k
   r2 3 0 1k
   rc1 4 101 cres 10k
   rc2 5 101 cres 10k
   q3 6 7 102 qn
   q4 7 7 102 qn
   rp 7 101 20k
   cs 4 5 5pF
*
*  Această instrucţiune descrie rezistorul Cres dând
*  valorile parametrilor. În acest model s-au ales:
*  factorul de scală 1, coeficientul de temperatură liniar
*  .02 şi coeficientul pătratic de temperatură .0045,
*  fiecărui rezistor i s-a dat o toleranţă de 5% în valori
*  în timpul analizei Monte-Carlo:
*
   .model cres res (r=1 dev=5% tc1=.02
   + tc2=.0045)
*
*  Pentru tranzistoarele bipolare se foloseşte modelul
*  Gummel-Poon. În acest model sunt 55 de parametri,
*  care arareori sunt utilizaţi în totalitate.
*  În acest exemplu s-a ales β=80, rezistenţa de bază de
*  100Ω, capacitatea colector-substrat 2pF, tipul de
*  urcare de 0,3ns, timpul de coborâre 6 ns, capacitatea
*  bază-emitor 3pF, capacitatea bază-colector 2pF,
*  tensiunea Early 50V.
*
   .model qn npn (bf=80 rb=100 ccs=2pF
   + tf=0.3ns tr=6ns cje=3pF cjc=2pF
   + va=50)
*
*  Modelarea comportării analoge permite să se
*  definească funcţii de transfer cu formule sau prin
*  tabele.
*  Tensiunea dintre nodurile 4 şi 5 va fi amplificată cu
```

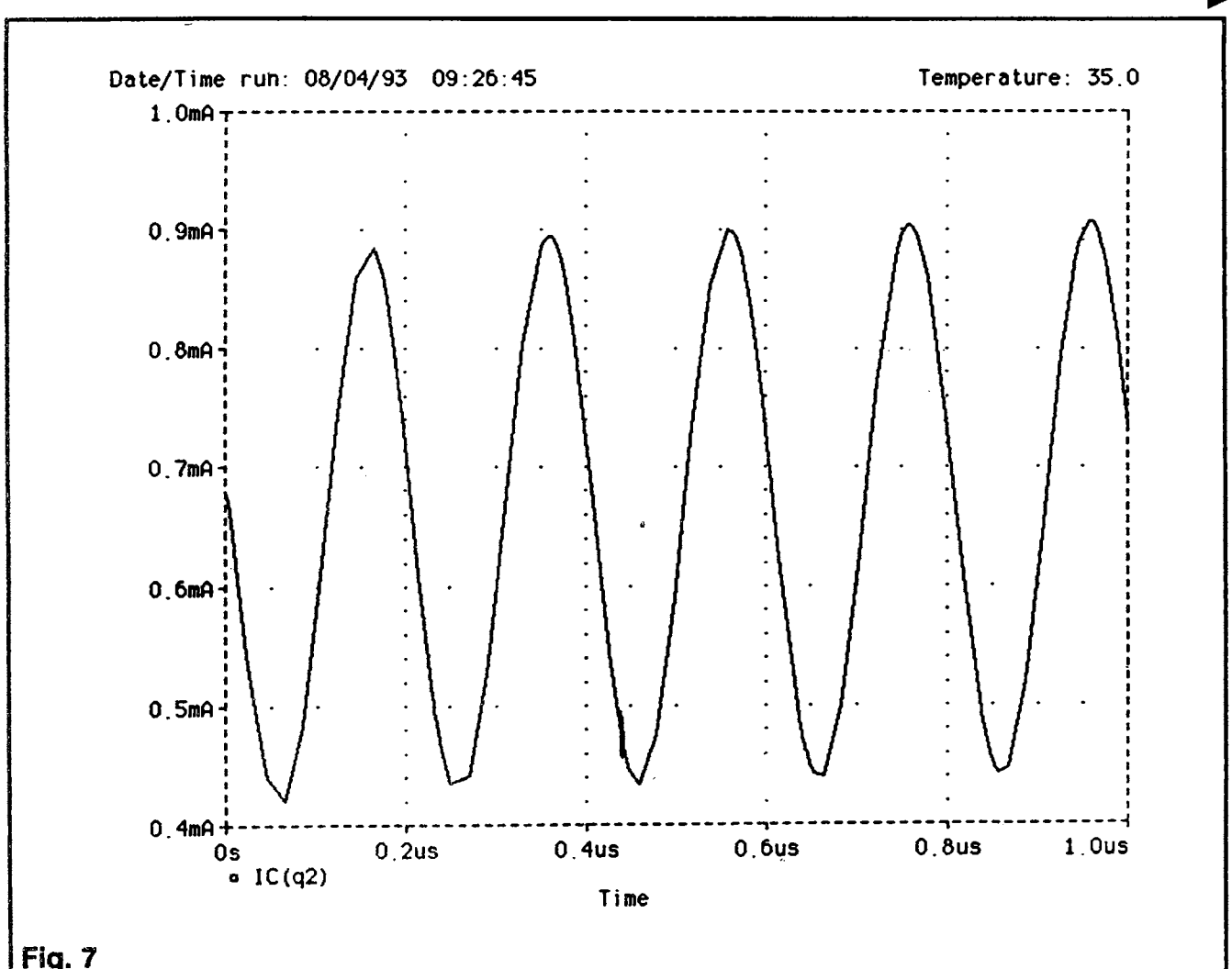


Fig. 7

* ajutorul unui comparator de tensiune, care amplifică
* liniar cu amplificarea de 1e5 pentru tensiuni de ieşire
* cuprinse între 0 şi 15V şi se saturează pentru tensiuni
* care depăşesc pragurile de mai sus.
* Această comportare este specifică unui comparator
* integrat.
*

```
e1 10 0 table {v(4,5)*1e5} (ov, 0v
+ 15V, 15V) re1 10 0 1k
```

*
* Sursele de putere sunt + şi -. Expresii conţinând
* parametri pot fi utilizate în fişierul circuit.
*

```
vc 101 0 dc {10*fct}
ve 102 0 {-10*fct}
```

*
* Vin este intrarea circuitului. Ea are o amplitudine de
* curent alternativ de 1V şi o formă sinusoidală în
* timpul regimului tranzitoriu de .1V la 5MHz.
*

```
vin 100 0 ac .1 sin(0 0.1 5 meg)
```

*
* PSpice permite definirea parametrilor din circuit, ca
* de ex. un factor al tensiunii de alimentare:
*

```
.param fct=1.2
```

*
* Această comandă realizează o baleiere de c.c
* Tensiunea în regim staţionar:
*

```
.op
```

*
* Comanda următoare calculează funcţia de transfer a
* circuitului la semnal mic, considerând vin intrare şi
* V(5), tensiunea de la nodul 5, ieşire:
*

```
.tf v(5) vin
```

*
* Comanda următoare realizează o analiză de curent
* alternativ. Se calculează răspunsul real şi imaginar al
* circuitului cu intrarea baleiată de la 100kHz la 10GHz
* în decade cu 10 puncte pe decadă. Intrarea circuitului
* este vin:
*

```
.ac dec 10 100kHz 10gHz
```

* Comanda următoare realizează calculul zgomotului
* în timpul analizei de curent alternativ şi îl propagă la
* nodul 5. Se dă o tabelă detaliată pentru contribuţia
* fiecărui dispozitiv la fiecare a 30-a frecvenţă:
*

```
.noise v(5) vin 30
```

*
* Comanda următoare realizează o analiză de regim
* tranzitoriu. Mai întâi recalculează punctul de
* polarizare, apoi calculează răspunsul circuitului în
* timp de la 0 la 1000ns. PSpice utilizează un pas intern
* de calcul. Intervalul de tipărire a rezultatelor este de
* 20ns, care este diferit de pasul intern.
*

```
.tran 20ns 1000ns
```

*
* Comanda următoare realizează o descompunere
* armonică a formei de undă v(5) calculată în timpul
* analizei de regim tranzitoriu. Se calculează
* amplitudinea şi faza fundamentalei (5MHz) şi
* primele 8 armonici.
* Postprocesorul grafic Probe va permite trasarea
* întregului spectru.
*

```
.four 5meg v(5)
```

*
* Următoarea comandă realizează analiza Monte Carlo
* a circuitului. Se rulează analiza de curent continuu de
* 5 ori utilizând toleranţele din instrucţiunea .model şi
* se compară forma de undă V(4,5) de la fiecare rulare
* cu forma nominală a ei. Se listează o tabelă a fiecărei
* deviaţii pe rulare faţă de nominal.
* Metoda Monte Carlo permite de asemenea să se
* determine cazul cel mai defavorabil şi analiza de
* sensibilitate.
*

```
.mc 5 dc v(4,5) ymax
```

*
* Comenzile următoare realizează tipărirea şi trasarea
* grafică a tensiunilor şi curenţilor. Aceste trasări sunt
* denumite trasări liniare. Pentru a obţine un grafic cu
* o mai mare rezoluţie este necesară utilizarea meniului
* Probe.
*

```
.print dc v(4) v(5)
.plot dc ic(q2)
.plot ac vcm(q2) vcp(q2)
.plot noise inoise onoise
.plot tran v(4,5) v(10)
```

*
* Instrucţiunea următoare indică sfârşitul circuitului şi
* al analizelor, deci al fişierului circuit de intrare:
*

```
.end
```

◆

TELEVIZOR COLOR SHARP
- SERVICE -

ing. Stan Sergiu

(Continuare din numărul trecut)

Bobina AFT: T2002

1. Acordaţi receptorul în banda de înalte a VHF (dincolo de canalul E10) şi recepţionaţi semnalul "bare color PAL".
— puterea semnalului: peste 55dB, sub 80dB.
2. Conectaţi osciloscopul la TP201.
— scală nivel: 0,5V/div.
— scală bază de timp: 20μs/div.
— sincronizare: sincronizare orizontală
3. Conectaţi ieşirea generatorului de semnal standard la terminalul de ieşire FI al tuner-ului prin intermediul unui condensator de 1pF.
— frecvenţa semnalului standard:
38,9MHz (CW)
38,9MHz±5KHz
— nivelul semnalului standard: aproximativ 50dB
4. Setaţi switch-ul de acord la poziţia "VHF-H" şi reglaţi din butonul "FINE" (în sus şi în jos) de control al acordării astfel încât forma de undă de la ieşire să nu sufere "fluturări".
5. Setaţi switch-ul la poziţia "NORMAL".
6. Reglaţi T2002 astfel încât forma de undă de la ieşire să nu fie afectată de "fluturări" (figura 5).
— eroare reglabilă: 38,9MHz±25KHz

REGALAJE SUNET

Reglaje purtătoare sunet: R234, R333

1. Recepţioanţi semnalul "bare color SECAM"
— modulaţie sunet: 400Hz, 60%
2. Conectaţi osciloscopul la TP1301
3. Reglaţi R234 astfel încât sinusoida de 400Hz să aibă 0,6Vv-v
— eroarea reglajului: 0,6V ± 0,04Vv-v
4. Asiguraţi-vă că modul "SURROUND" este în poziţia OFF.
5. Reglaţi nivelul sunetului pentru a avea maximul de semnal la ieşirea de sunet.
6. Reglaţi R333 la punctul unde forma de undă a ieşirii din TP1301 începe să se deformeze.

REGLAJE PENTRU BALEIAJ ORIZONTAL ŞI VERTICAL

Reglaj liniaritate verticală: R514

1. Recepţionaţi mira de control TV.
2. Apăsaţi butonul "N" al telecomenzii.
3. Reglaţi dimensiunea verticală cu R510.
4. Reglaţi din R514 pentru a obţine un optim al liniarităţii verticale. Acesta se realizează când jumătatea de sus şi aceea de jos ale cercului mirei sunt simetrice.

Reglaj intrare verticală şi dimensiune verticală

- S501: centrare verticală
- R510: dimensiune verticală

1. Recepţionaţi mira de control TV.
2. Apăsaţi butonul "N" al telecomenzii.
3. Reglaţi switch-ul S501 la poziţia în care centrul vertical al mirei de control coincide cu centrul vertical al ecranului. S501 este un switch rotativ pas cu pas. Setaţi-l la poziţia optimă.
4. Reglaţi dimensiunea verticală cu R510.

Corecţia curbei "S"-dinamic: L603

1. Recepţionaţi mira de contol TV.
2. Apăsaţi butonul "N" al telecomenzii.
3. Conectaţi sonda osciloscopului înaintea lui L602. (firul de masă va fi conectat la joncţiunea cu C632)
4. Reglaţi din L603 corecţia curbei "S"-dinamic astfel încât forma de undă a semnalului vizualizată să fie sincronizată şi de amplitudine minimă (figura 6).

Reglaj margini laterale, centrare orizontală şi dimensiune orizontală

- R666: margini laterale
- R602: centrare orizontală
- R655: dimensiune orizontală

Fig. 7

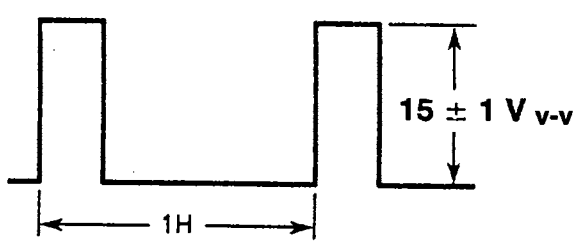
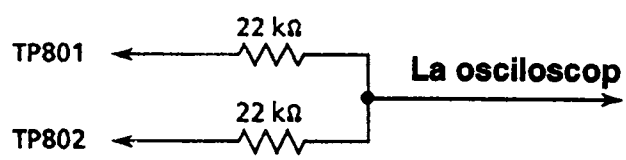


Fig. 8



1. Recepţionaţi mira de control TV şi reglaţi dimensiunea orizontală din R655.

2. Apăsaţi butonul "N" al telecomenzii.

3. Reglaţi din R666 poziţia optimă pentru marginea din stânga şi din dreapta imaginii.

4. Reglând din R602 suprapuneţi centrul orizontal al imaginii cu cel al ecranului.

5. Reglaţi dimensiunea orizontală din R655.

6. Reglaţi fin din R666 pentru a obţine poziţia optimă a marginilor laterale.

REGLAJE VIDEO

Reglaj luminanţă şi stingere ecran

- ☐ R2816: control culoare roşu
- ☐ R2817: control culoare verde
- ☐ R2818: control culoare albastru
- ☐ Control strălucire (o parte din T601)
- ☐ R2811: control driver verde
- ☐ R2812: control driver albastru

Prioritar pentru acest reglaj este încălzirea aparatului cu un curent anodic de 1,1mA timp de cel puţin 30 minute.

1. Recepţionaţi mira de control TV.

2. Setaţi R2816, R2817, R2818 la poziţia MIN (0/10). Setaţi R2811, R2812 la poziţia CENTER (5/10).

3. Apăsaţi butonul "N" al telecomenzii.

4. Setaţi controlul contrastului la poziţia MIN.

5. Setaţi controlul strălucirii la poziţia MIN (0/10).

6. Conectaţi osciloscopul la TP2801 (catod roşu).

7. Setaţi switch-ul S401 de service la poziţia de linie orizontală.

8. Reglaţi luminanţa din R403 pentru a obţine un nivel al impulsului de negru de 15±1Vv-v la TP2801 (figura 7).

9. Deconectaţi oscilocopul de la TP2801.

10. Rotiţi încet în sens orar butonul de control al strălucirii şi opriţi când rastrul apare uşor în una din cele trei culori.

11. Cu grijă reglaţi din controlul celorlalte două culori până când rastrul devine alb.

12. Rotiţi în sens antiorar butonul de control al strălucirii până când rastrul dispare.

Reglajul albului

- ☐ R2811: control driver verde
- ☐ R2812: control driver albastru
- ☐ R416: control contrast

Înainte de a face acest reglaj încălziţi receptorul cu un curent anodic de 1,1mA mai mult de 30 minute.

1. Recepţionaţi mira de control TV.

2. Apăsaţi butonul "N" al telecomenzii. Contrastul va deveni maxim iar strălucirea medie.

3. Conectaţi ampermetrul la TP601 şi TP602 (capăt de scală 3mA).

4. Reglaţi contrastul pentru a obţine un curent anodic de aproximativ 1,3mA.

5. Reglaţi din R2811 şi R2812 pentru a obţine o temperatură a culorii de 10800°K (alb).

6. Reduceţi curentul anodic la aproximativ 200mA reglând contrastul şi strălucirea şi apoi verificaţi culoarea. Dacă temperatura culorii nu este 10800°K (alb) repetaţi reglajul de la punctul 5.

Reglaj control contrast: R416

Înainte de acest reglaj încălziţi receptorul cu un curent anodic de 1,1mA mai mult de 30 minute.

1. Recepţionaţi mira de control TV.

2. Apăsaţi butonul "N" al telecomenzii. Contrastul va deveni deveni maxim iar strălucirea medie.

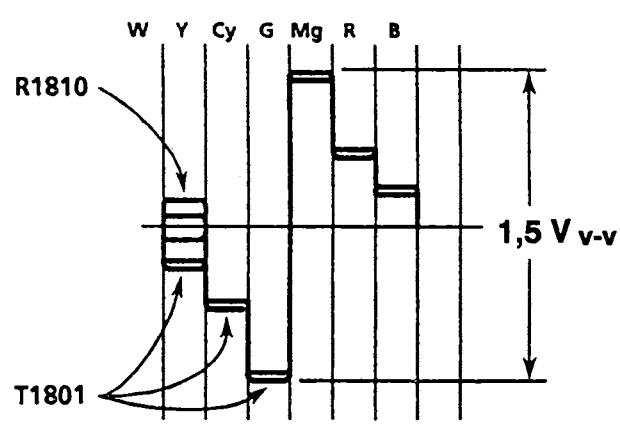
3. Conectaţi ampermetrul între TP601(-) şi TP602(+) (capăt de scală 3mA).

4. Reglaţi contrastul pentru a obţine un curent anodic de aproximativ 1,3mA.

Notă: Curentul anodic va deveni aproximativ 1,3mA când contrastul şi strălucirea sunt fixate la maximum.

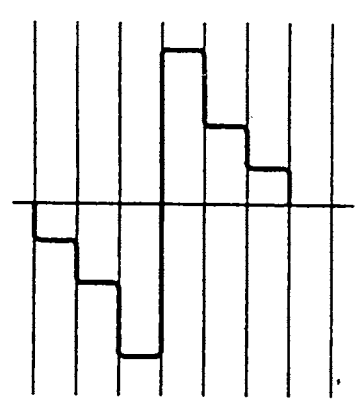
(Continuare în numărul viitor)

Fig. 9 a



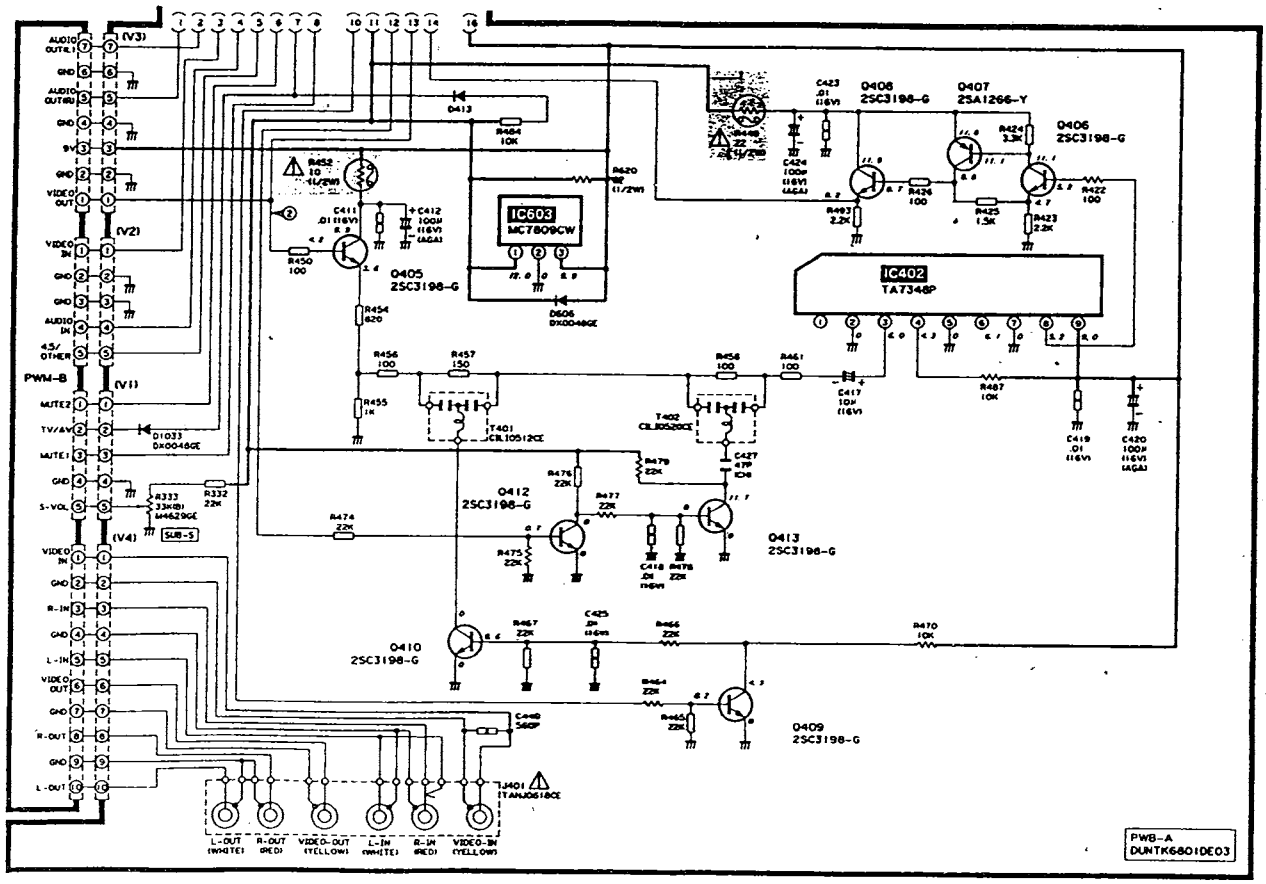
Formă de undă înainte de reglaj

Fig. 9 b

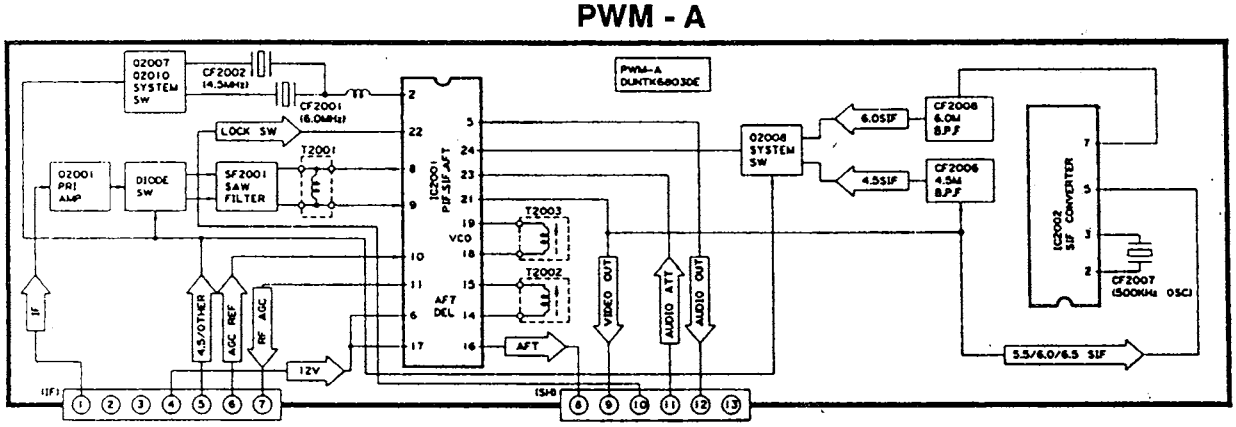


Formă de undă după reglaj

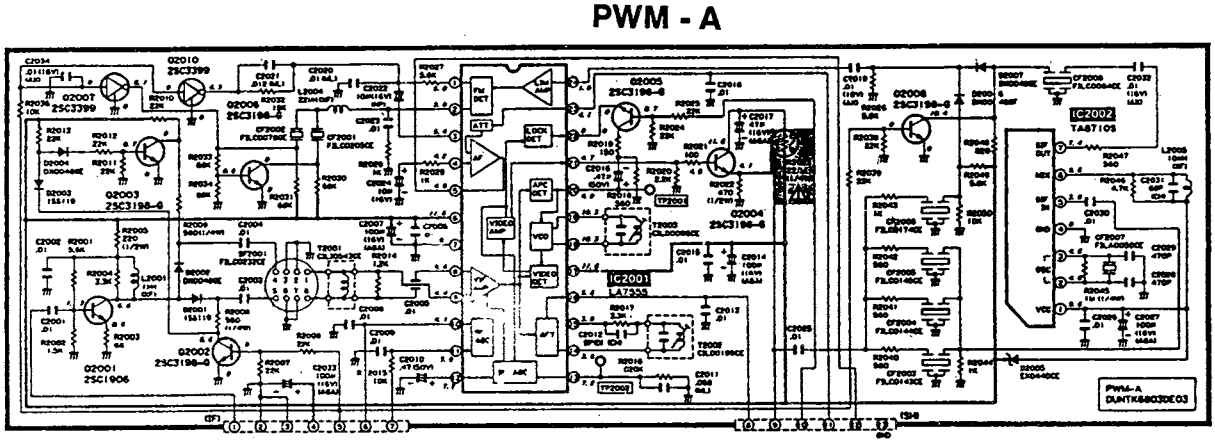
PWB - A



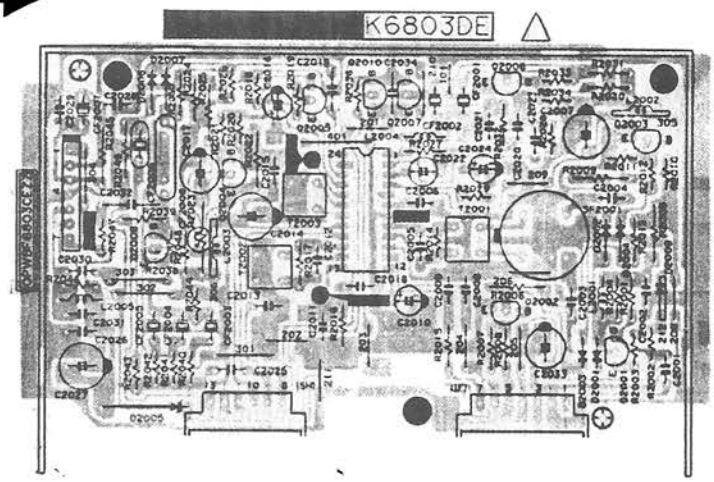
PWM - A



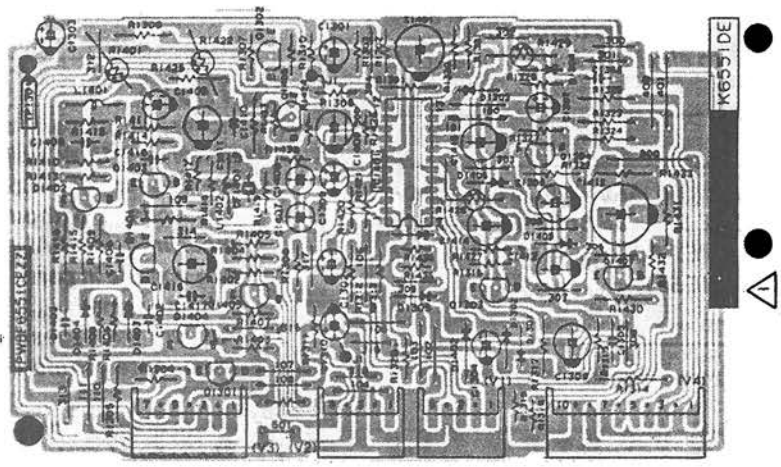
PWM - A



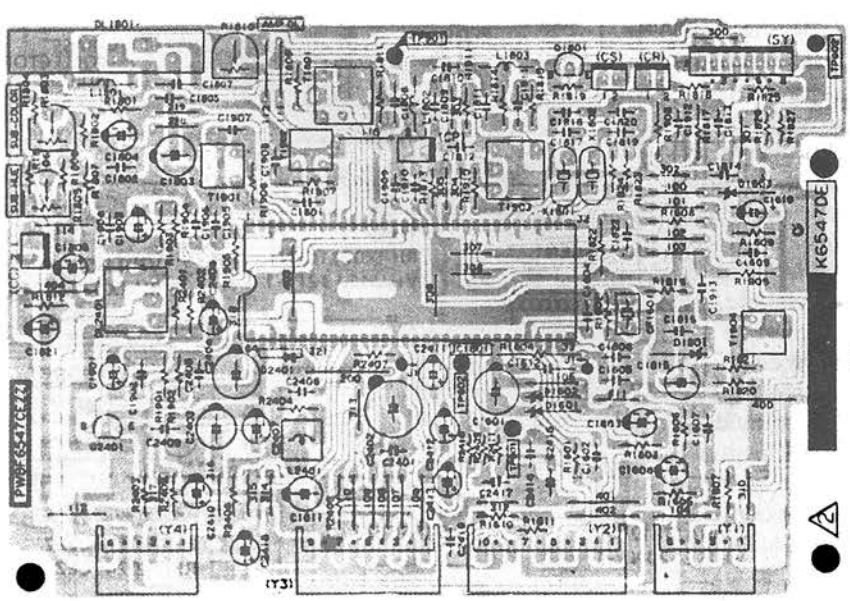
electronistul®



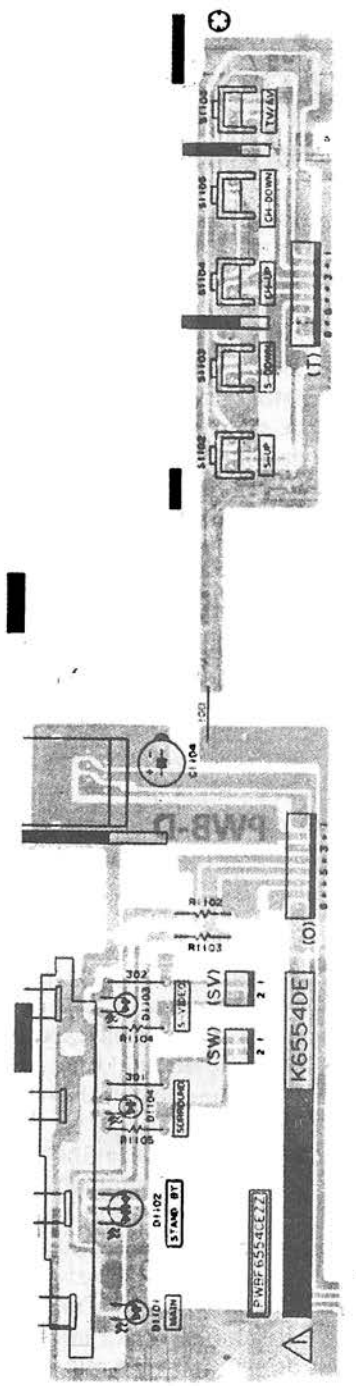
PWM-A



PWM-B



PWM-C



PWB-C

ARF CU TRANZISTOARE ÎN AVALANŞĂ

dr. ing. Andrei Ciontu - YO3FGL
ing. Florin Săvulescu

Tranzistoarele în avalanşă reprezintă o clasă de negatroane (dispozitive active cu rezistenţă negativă) semiconductoare cu caracteristica curent-tensiune de tip S (fig. 1). Ele lucrează cu tensiuni de colector mari într-un regim de străpungere nedistructivă (limitare de curent) cu multiplicare în avalanşă.

Tranzistoarele în avalanşă nu reprezintă o categorie specială de tranzistoare, ci un mod special de folosire a tranzistoarelor bipolare npn sau pnp, atât cu germaniu cât şi cu siliciu. În fig. 2 se dă semnul convenţional pentru tranzistoarele cu avalanşă.

Fenomenul fizic al străpungerii unei joncţiuni între două semiconductoare este cunoscut. Curentul invers (fig. 3) creşte foarte mult cu tensiunea inversă datorită multiplicării prin avalanşă a purtătorilor de sarcină în regiunea de trecere. Câmpul electric foarte mare accelerează purtătorii de sarcină şi aceştia, ciocnind atomii din regiunea de trecere, dau naştere la perechi electron-gol (avalanşă) etc. Curentul invers creşte mult, în timp ce tensiunea pe joncţiune rămâne constantă. Curentul nu este limitat decât de rezistenţa circuitului exterior, astfel încât străpungerea scade cu creşterea conţinutului de impurităţii a regiunii mai slab dopate (scade grosimea zonei de trecere şi creşte intensitatea câmpului electric).

La tranzistoarele lucrând în avalanşă coeficientul de transfer al curentului este multiplu supraunitar. Tensiunea de colector la care începe străpungerea în avalanşă depinde de tipul tranzistorului, iar dacă pe bază se aplică o tensiune de polarizare reglabilă, aceasta variază în limite largi.

În publicaţii nu sunt întânite schemele de generatoare de impulsuri cu durata foarte mică. Tranzistoarele în avalanşă sunt cu acţiune rapidă, corespunzătoare funcţionării până la frecvenţe de sute de MHz (unde metrice). Funcţionarea tranzistorului cu avalanşă în regim de amplificare nu se prea foloseşte din cauza nivelului relativ mare al zgomotelor interne. Totuşi, dacă semnalul de amplificat nu este prea mic şi se poate asigura un raport S/Z de intrare rezonabil, utilizarea tranzistoarelor în avalanşă ca amplificatoare de JF sau, în special, de RF devine posibilă.

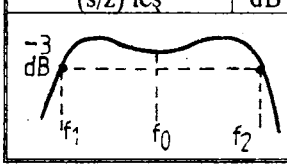
În fig. 5 se prezintă schema unui amplificator de RF tip trece-bandă, cu două tranzistoare lucrând în avalanşă, care a fost realizat practic în două variante. Este evident neconformismul cu schemele obişnuite de amplificatoare de RF cu tranzistoare şi circuite cuplate. Ambele tranzistoare sunt conectate după schema EC. La cuplarea tensiunii de alimentare $+E_c$ şi în lipsa semnalului de intrare U_1, prin tranzistorul T_1 trece curentul I_c, iar pe joncţiunile EB şi BC se stabilesc tensiuni proporţionale cu rezistenţele acestor joncţiuni. În prezenţa semnalului de intrare, în circuitul bazei lui T_1 apare un curent alternativ care este amplificat de tranzistor. Astfel, în alternanţa pozitivă a semnalului U_1, faza curentului de bază coincide cu faza curentului de emitor, iar în alternanţa negativă, cu faza curentului de colector. În regimul de străpungere în avalanşă se folosesc pe deplin proprietăţile tranzistorului ca amplificator de putere, prin aceea că U_c este aproape de valoarea limită, iar coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului tinde la infinit. Parametrul β_{med} influenţează puţin, în acest regim, factorul de amplificare al tranzistorului, şi de aceea se pot folosi tranzistoare nesortate după β. Regimul de străpungere în avalanşă al tranzistoarelor din schemă se obţine automat, prin creşterea însemnată (depăşind cu mult valoarea maximă de catalog pentru utilizarea obişnuită) a tensiunii E_c. Există o tensiune de prag E_{cmin} la care va apare avalanşa. Schema din fig. 5 a fost experimentată în două variante de frecvenţă şi anume:

Varianta f_0=470KHz: adică un eventual amplificator de frecvenţă intermediară pentru un radioreceptor obişnuit pentru MA.

Varianta f_0=32 MHz: adică un eventual amplificator de frecvenţă intermediară pentru radioreceptoare speciale (eventual TV).

Se observă cuplarea totală a circuitelor la tranzistoare, care au (în acest regim) impedanţe mari de intrare şi ieşire (ca la tuburile electronice cu vid).

TABEL 1

	UM	f_0=470kHz	f_0=32MHz
$T_1=T_2$	-	BF167	BF200
$R_1=R_2$	kΩ	150	150
$C_1=C_2=C_6=C_7$	pF	150	8,2
$C_3=C_5=C_8=C_{10}$	pF	1500	15
$C_4=C_9$	pF	8,2	2,2
$L_1=L_2=L_3=L_4$	μH	113	1,2
C_{11}	nF	100	100
C_{12}	pF	100	10
U_1	μV	10	10
U_2	mV	10	1
E_c	V	115÷140; 120 opt.	120÷150; 130 opt.
A	dB	60	40
(s/z) ieş	dB	20	20
		f_0=470kHz B_3=10kHz	f_1=29,5MHz f_2=34,5MHz

S-a constatat că după apariţia străpungerii în avalanşă, un nivel mare al zgomotelor se manifestă numai pe o plajă de variaţie a lui E_c de numai: $\Delta=5\div10V$ după care crescând E_c cu încă $5\div20V$, zgomotul se reduce foarte mult.

Rezultatele experimentale obţinute sunt prezentate în tabelul 1. Concluzia este că, cu tot nivelul mare al zgomotelor interne, amplificatoarele de RF cu tranzistoare lucrând în avalanşă, pot constitui o alternativă pentru radioconstructorii amatori, atunci când nivelul semnalului de amplificat U_1 nu este prea mic ($U_1 \geq 10\mu V$). Tranzistoarele lucrând în avalanşă pot înlocui tuburile electronice defecte din receptoarele radio şi TV de tip mai vechi, care pot fi astfel modernizate, păstrându-se filtrele de bandă respective. În fig. 6 se dă cablajul imprimat la scara 1:1, iar în fig. 7 modul de echipare a plăcii. ♦

Fig. 1

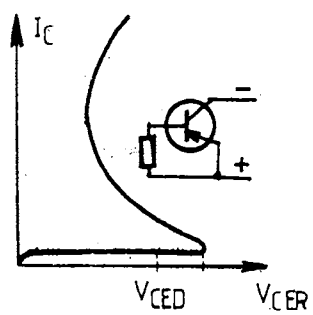


Fig. 2

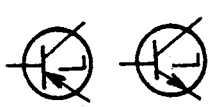


Fig. 3

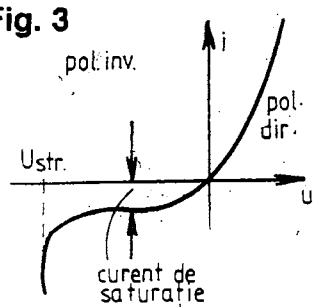


Fig. 4

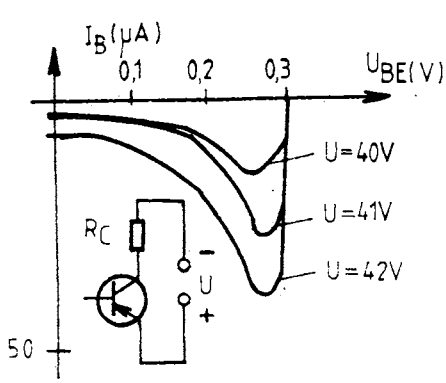


Fig. 5

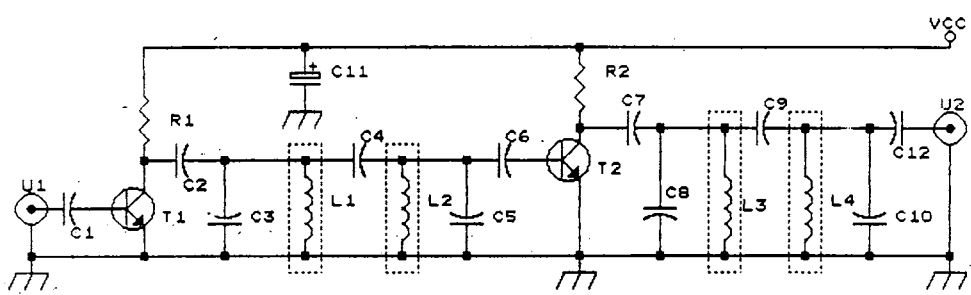


Fig. 6

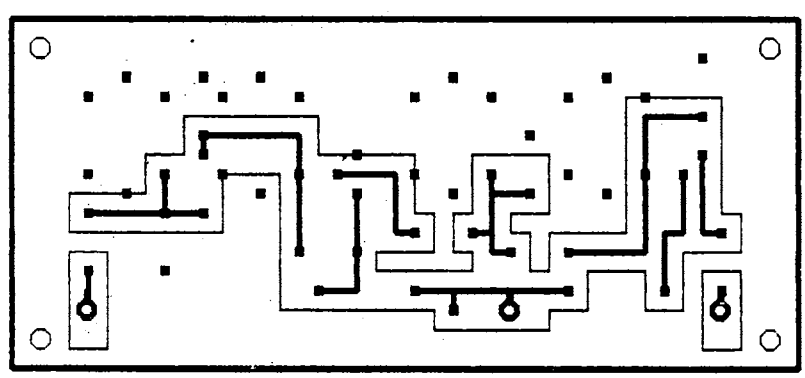
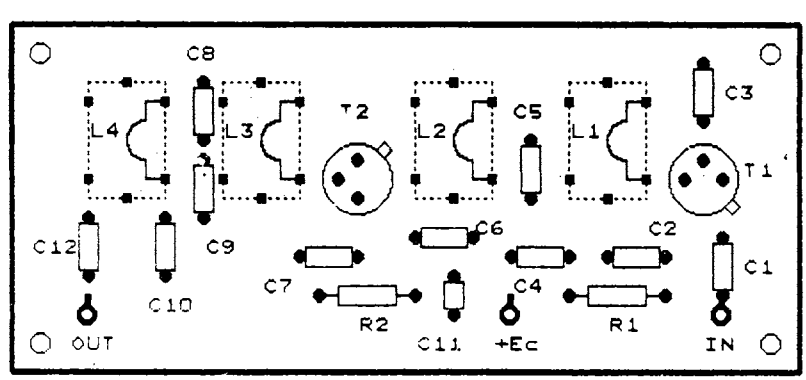


Fig. 7



PROIECTAREA INCINTELOR ACUSTICE CU DESCHIDERE

ing. Constantin Poşa

(continuare din numărul 16)

Pentru proiectarea incintei se impun în general frecvenţa limită inferioară f_3 şi linia generală a curbei de răspuns, volumul cutiei V_c sau randamentul η şi puterea acustică P_a.

În practică se alege curba de răspuns dorită, de unde se obţin imediat valorile lui h, α, Q_t şi f_3/f_{0d} (vezi tabelul şi fig. 4). Se estimează valoarea factorului de calitate mecanic ($Q_m=5 \div 10$).

Parametrii necesari pentru difuzor, în ipoteza $Q_{td} \approx Q_t$ ($R_g<R_e$) se vor determina astfel:

— Factorul de calitate electric: $Q_c=Q_mQ_t/(Q_m-Q_t)$
— Volumul de aer echivalent: $V_a=\alpha V_c$
— Frecvenţa de rezonanţă: $f_{oc}=f_3/(f_3/f_{od})$
— Se calculează factorul de merit în randament k_η
— Randamentul: $\eta=k_\eta f^3{}_3 V_c$
— Puterea electrică necesară: $P_e=P_a/\eta$
— Volumul de deplasare de vîrf se calculează din formula puterii acustice estimînd factorul de merit în putere la valoarea 3 după cum am arătat.

Cunoscînd volumul cutiei V_c (impus sau calculat), inicinta se realizează după aceleaşi principii ca şi pentru incinta închisă. Se impune ca pierderile acustice să fie cît mai mici şi de aceea se va avea grijă la asamblarea cutiei şi fixarea difuzorului de a realiza o cît mai bună etanşare. Nu se recomandă din acelaşi motiv utilizarea de ţesături sau plase decorative în faţa difuzorului sau deschiderii.

Din formula frecvenţei de rezonanţă a cutiei:

$$f_{0c} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{ac}m_{at}}}$$

ţinând cont de:
$V_c=\rho c^2 C_{ac}$ se obţine: $m_{at} = \frac{\rho c^2}{V_c(2\pi h f_{0d})^2}$

Din masa aerului din tub $m_{at}=l'_t/S_t$ (l'_t - lungimea tubului, S_t - secţiunea deschiderii tubului) şi ţinând cont şi de efectele de capăt, rezultă:

$$\frac{l'_t}{S_t} = \frac{\rho c^2}{V_c(2\pi h f_{0d})^2}$$

Pentru secţiune circulară efectul de capăt (antrenarea aerului pe o lungime l_c şi în afara tubului) se consideră: $0,541/r_t$ (r_t - raza deschiderii).

Suprafaţa deschiderii (tubului) trebuie aleasă suficient de mare pentru a nu avea prin tub viteze de deplasare a aerului care să determine creşterea pierderilor. Se admite o viteză maximă de 5m/s. Se impune practic ca $S_t \geq 0,8 f_{0c} V_d$

Pentru determinarea dimensiunilor deschiderii se va proceda deci astfel:

— Se alege suprafaţa deschiderii S_t funcţie de V_d
— Se calculează lungimea (adâncimea) deschiderii din:

$$\frac{l_t}{S_t} = \frac{l_t}{S_t} - \frac{0,541}{r_t}$$

— Se verifică dacă $l_t<\lambda_{0c}/l_2$ şi dacă nu depăşeşte adîncimea aleasă pentru cutie. Pentru micşorarea lungimii l_t se poate mări secţiunea tubului S_t. O secţiune mare se poate face din mai multe tuburi în paralel.

Pentru o secţiune dreptunghiulară $S_t=a \times b$, cele două laturi a şi b se pot alege astfel: dacă $D=2r_t$ şi $K=b/a$

$$a = \frac{0,793D}{\sqrt{K}}; b = 0,793D\sqrt{K}$$

Să se proiecteze de exemplu un sistem cu incintă cu deschidere pentru reproducerea sunetelor cu frecvenţă limită inferioară 41,2Hz (nota mi de jos). Volumul cutiei să fie de $125dm^3$ şi să furnizeze o putere acustică de 3W.

Estimăm $Q_m=5$. Puterea acustică fiind mare se alege răspunsul în frecvenţă de tip Cebîşev care maximizează randamentul. Se obţin din tabel:

$h=0,77$; $\alpha=0,589$; $Q_t=0,505$; $f_3/f_{0d}=0,65$.

Din graficul curbei 2 din fig. 4 se observă $f_3=38Hz$ (sub cea dorită). Urmărind etapele prezentate se obţin succesiv: $Q_t=0,5$; $Q_e=0,56$; $V_a=73,5dm^3$; $f_{0d}=58,5Hz$; $\eta=3,9 \cdot 10^{-6} f^3{}_3 \cdot V_c=2,7\%$; $P_e=110W$

Pentru $k_p=2$ se obţine un volum de deplasare de vârf al difuzorului: $Vd=850dm^3 << V_c$.

Pentru acest volum V_d se impune ca suprafaţa deschiderii să fie $S \geq 306cm^2$. Putem alege o secţiune circulară cu raza de 10cm ($Sf=314cm^2$). Rezultă $l'_t/S_t=11,6$; conecţia de capăt este: $0,541/0,1=5,41$şi lungimea tubului $l_t=(11,6 - 5,41) \cdot 0,0314=19cm$

Secţiunea tubului este foarte mare. Se va realiza de aceea din 4 tuburi mai mici care să aibă o aceeaşi secţiune. Efectul de capăt este mai pronunţat şi se va micşora puţin lungimea tuburilor.

De multe ori însă difuzorul este impus şi se cunosc f_{0d}, Q_t, Q_e, Q_m, V_a şi V_d. Se va căuta în acest caz funcţia de transfer care să asigure un Q_t cît mai apropiat de al difuzorului şi se vor deduce α, h şi f_3/f_{0d}, apoi V, ş.a.m.d.

Asigurarea altor parametri ca frecvenţa limită inferioară sau volumul cutiei nu poate fi luată în discuţie, decât în măsura în care caracteristica astfel aleasă asigură şi ceilalţi parametri ai difuzorului, altfel trebuind apreciate efectele. Astfel un ecart de +25% de Q_t creează o ondulaţie în curba de răspuns de +2dB. Estimarea tuturor efectelor fiind laborioasă este preferabil de a nu impune deci f_3 sau V_c ci de a păstra maximizarea randamentului după algoritmul prezentat.

Bibliografie

1. M. Rossi - Electroacoustique. Press polytechnique romandes. Lausanne 1986.

2. D. Stanomir - Iniţiere în electroacustică. Ed. Tehnică 1971. ◆

AMPLIFICATOR AUDIO DE PUTERE

ing. Volosencu Constantin

(continuare din numărul trecut)
Fig. 3 - cablajul imprimat al etajului final
Fig. 4 - circuitul asamblat al etajului final
Fig. 5 - cablajul imprimat al preamplificatorului
Fig. 6 - circuitul asamblat al preamplificatorului

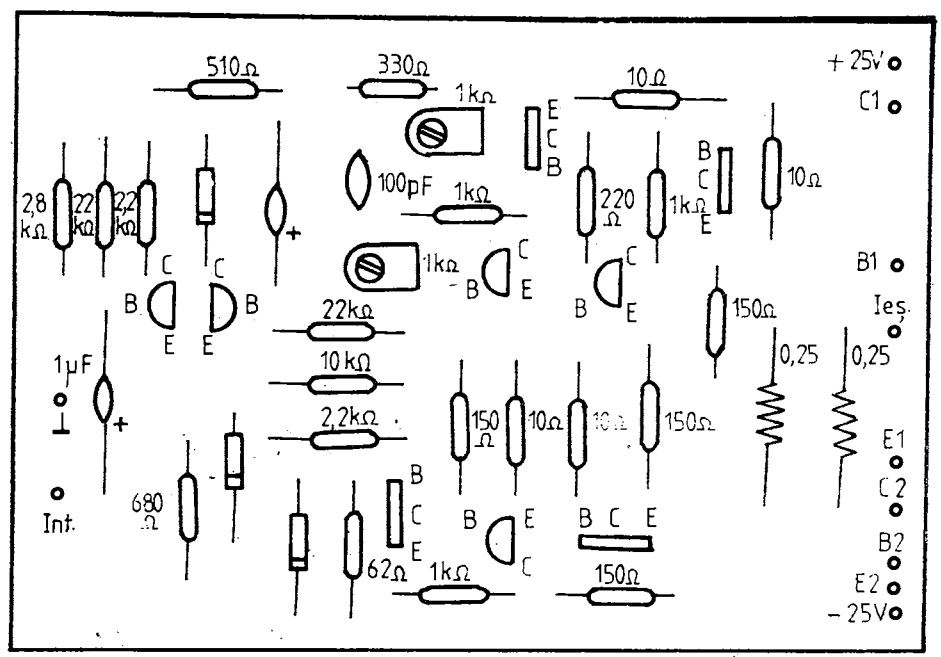


Fig. 4

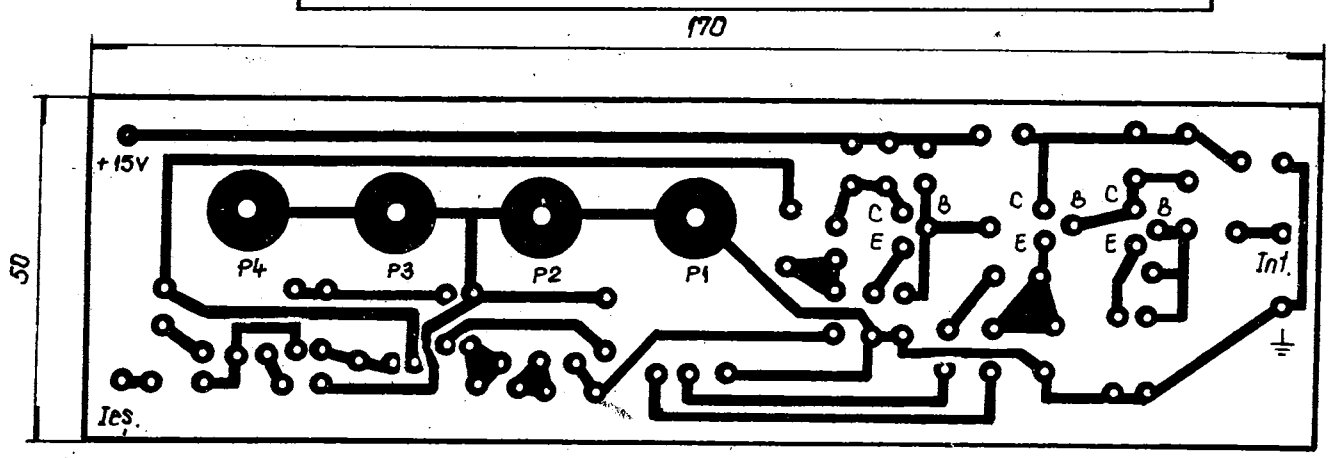


Fig. 5

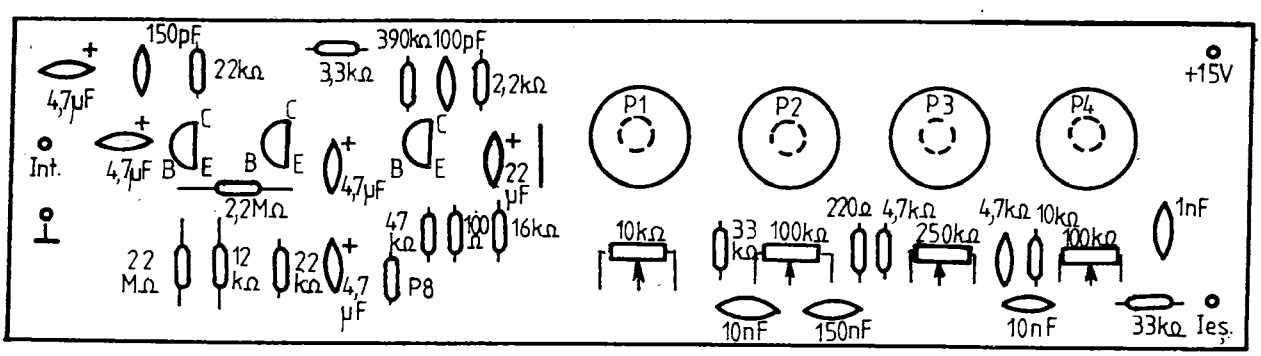


Fig. 6

CORECTOR DE TON PE TREI BENZI

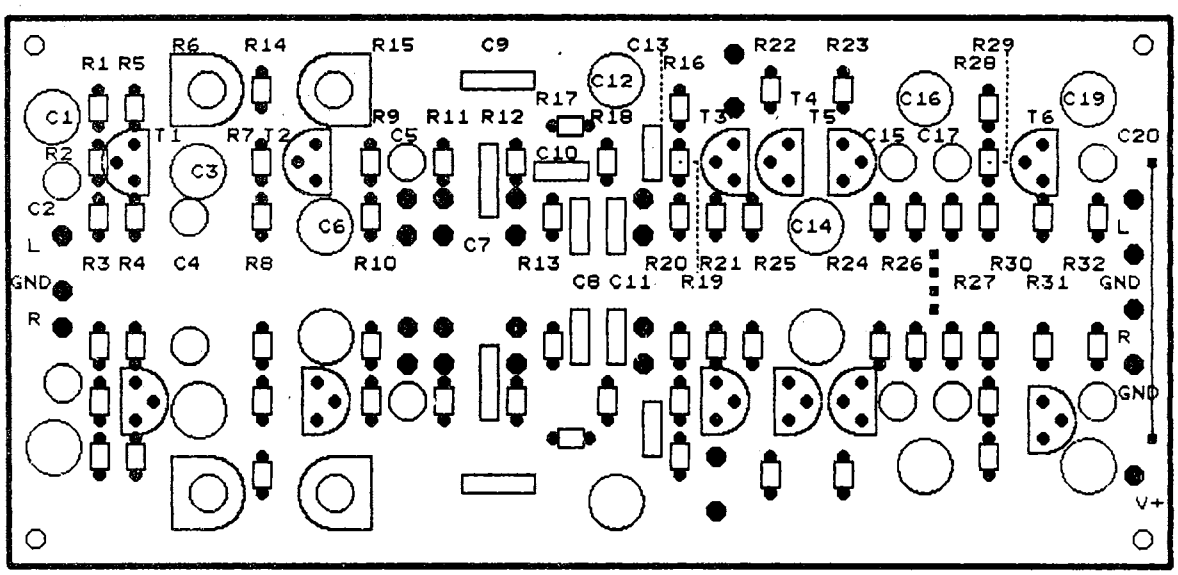
ing. Marin Amlei

(Continuare din numărul trecut)

Se acţionează cursorul potenţiometrului semireglabil R6 până când în emitorul tranzistorului T2 se obţine tensiunea de 5,4V. În caz că reglajul nu este posibil, se modifică valoarea rezistorului R5 în limitele de ±20% după care se reiau operaţiunile de reglaj până la obţinerea tensiunii susmenţionate. Se acţionează potenţiometrul semireglabil R15 până când la emitorul tranzistorului T3 se măsoară o tensiune de 5,1V, iar în emitorul tranzistorului T5 tensiunea de 17V. Dacă nu este posibilă obţinerea tensiunii de 5,1V în emitorul tranzistorului T3 se modifică valoarea rezistorului R14 în sensul micşorării ei. În final, se măsoară din nou tensiunea obţinută în emitorului tranzistorului T5 care trebuie să prezinte obligatoriu valoarea de 17V. Pentru obţinerea strictă a acestei valori se poate ajusta fin potenţiometrul semireglabil R15.

După ce se efectuează aceste reglaje şi pe canalul informaţional R, cursoarele potenţiometrelor semireglabile R6R6' şi R15R15' se rigidizează cu câte o picătură de vopsea. Legăturile galvanice care privesc intrarea, ieşirea montajului şi conexiunile cu grupul potenţiometrelor de reglaj P1, P2, P3, P1', P2' P3' se efectuează obligatoriu folosind conductor ecranat. Se întrerupe alimentarea montajului, se înlătură ştrapul de la intrare, după

Fig. 4



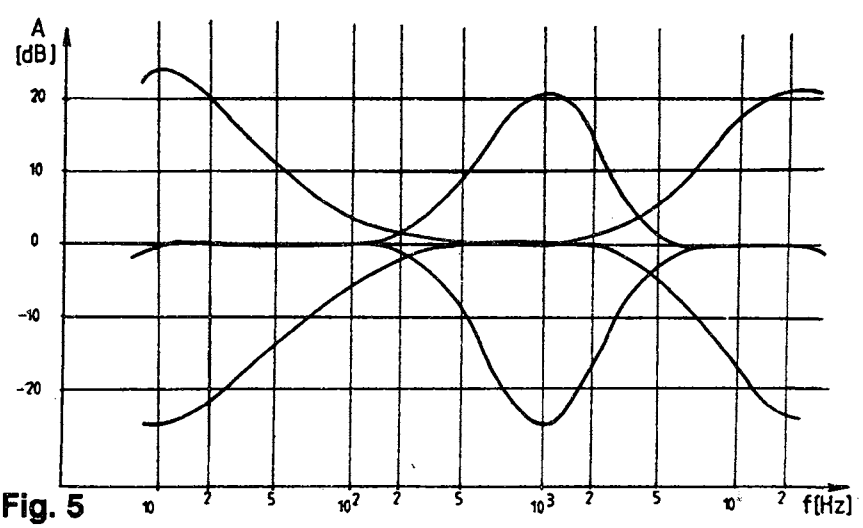


Fig. 5

care se recomandă ecranarea folosind o cutie din tablă de fier. Cu ajutorul unui osciloscop şi al unui generator de audiofrecvenţă se pot vizualiza caracteristicile de transfer ale montajului, similare cu cele prezentate în fig. 5. Din punct de vedere funcţional montajul se intercalează în lanţul electroacustic unde va funcţiona între etajul preamplificator şi amplificatorul de putere.

Realizat şi montat corectorul de ton va fi de un real folos amatorilor de audiţii HI-FI confirmând pe deplin performanţele estimate iniţial. ♦

ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ

ing. Marin Emil

(Continuare din numărul trecut)

1.10. Perturbaţiile care apar la înregistrarea mangetică

Perturbaţiile care apar în timpul procesului de înregistrare- redare magnetică pot fi generate de surse de perturbaţii care transmit un semnal perturbator prin inducţie din exterior, zgomote datorate etajelor amplificatoare de audiofrecvenţă şi zgomotul propriu benzii magnetice folosite. Perturbaţiile se manifestă numai la redare, dar ele se includ în procesul informaţional al purtătorului informaţiei de audiofrecvenţă (banda magnetică) atât în timpul procesului de înregistrare cât şi în cel al redării. Tensiunile de zgomot provocate de inducţii magnetice parazite sunt generate de cele mai multe ori de câmpurile magnetice perturbatoare datorate reţelei de curent alternativ. Efectul imediat este modulaţia în amplitudine a curentului de polarizare şi a curentului de ştergere, fapt care generează perturbaţii importante în procesul înregistrării magnetice. Influenţa reţelei de curent alternativ se mai poate manifesta în mod galvanic datorită unui filtraj insuficient al tensiunii de alimentare.

Zgomotul datorat etajelor amplificatoare se manifestă sub formă de fâşit, pocnituri etc. Ele sunt cauzate de o serie de cauze care constau din însăşi componenţa intrinsecă a materialelor din care au fost construite componentele electrice proprii etajelor amplificatoare. Principalele efecte care generează zgomotele în etajele amplificatoare sunt efectul de agitaţie termică din componentele de circuit, efectului de alice, filtrajul insuficient al tensiunii de alimentare etc.

Banda magnetică reprezintă sursa principală de zgomote, care se datoresc atât neomogenităţilor fizice şi geometrice, cât şi variaţiei contactului fizic dintre bandă şi capetele magnetice de înregistrare şi redare. Neomogenitatea fizică a structurii feromagnetice se manifestă sub forma variaţiei inducţiei remanente B_{REM} de-a lungul benzii magnetice, pentru o valoare constantă a intensităţii capului magnetic magnetizant. Efectul apare în cazul polarizării în curent alternativ, atunci când forma curentului de înaltă frecvenţă destinat polarizării este asimetrică. Valoarea zgomotului datorat acestui fenomen este proporţională cu componenta continuă rezultantă a inducţiei magnetice remanente. Un alt tip de zgomot caracteristic polarizării de înaltă frecvenţă este zgomotul de modulaţie care mai este numit frecvent zgomotul din spatele semnalului. El devine prezent în momentul apariţiei semnalului audio util destinat înregistrării. Amplitudinea zgomotului de modulaţie este proporţională cu amplitudinea semnalului audio util. Fizic, zgomotul de modulaţie se datorează neomogenităţii constructive fizice a particulelor feromagnetice proprii. Inducţia magnetică remanentă datorată cîmpului magnetic generat de curentul de audiofrecvenţă se comportă ca o componentă continuă a unui câmp magnetizant, caz care a fost analizat anterior. Deoarece inducţia magnetică remanentă de audiofrecvenţă nu poate fi constantă, valoarea zgomotului de modulaţie variază odată cu amplitudinea semnalului audio util. În urma unor măsurători complexe, s-a constatat că valoarea zgomotului de modulaţie corespunzătoare valorii maxime a semnalului audio util este mai mare cu 14...15dB decît zgomotul propriu al benzii magnetice în lipsa semnalului înregistrat. Zgomotul de modulaţie este perceput doar într-o mică măsură, deoarece el este proporţional cu amplitudinea semnalului audio util, iar valoarea sa medie corespunde unei valori medii şi nu maxime a acestuia. Totodată datorită efectului de mascare din timpul percepţiei auditive, semnalul audio util puternic acoperă aproape în întregime acest tip de zgomot. În general la polarizarea de curent continuu se obţine un raport semnal-zgomot de cca 40 dB iar la polarizarea în curent alternativ de înaltă frecvenţă un raport semnal-zgomot de cca 60dB. Un alt fenomen fizic generator de zgomote este neuniformitatea geometrică a structurii feromagnetice proprii benzii magnetice, caracterizată de concentrări şi dimensiuni variabile ale particulelor magnetice, deci variaţia secţiunii transversale a stratului feromagnetic de-a lungul şi de-a latul benzii magnetice. Acest lucru provoacă variaţia inducţiei magnetice remanente înregistrate, deci implicit un zgomot în momentul redării. Acest tip de zgomot scade după un număr oarecare de utilizări ale benzii magnetice, deoarece ea se netezeşte şi este oarecum uniformizată în momentul trecerii peste capetele magnetice. În acelaşi timp însă scade şi nivelul de redare a semnalului audio util înregistrat. Variaţia contactului dintre capul magnetic de redare şi banda magnetică modifică reluctanţa circuitului magnetic format de acestea, fapt care are ca efect înrăutăţirea redării semnalelor de frecvenţă înaltă şi concomitent apariţia unor zgomote nedorite. Un alt fenomen care apare la înregistrarea magnetică stereo, deci simultană, a două porţiuni ale programului sonor pe aceeaşi bandă magnetică, este diafonia. Ea reprezintă influenţa reciprocă dintre cele două canale informaţionale. Acest fenomen este cu atît mai accentuat cu cît distanţa dintre cele două trasee proprii benzii magnetice înregistrate este mai mică. Pentru aceeaşi distanţă între traseele de bandă magnetică înregistrată, zgomotul este cu atît mai mare cu cît lungimea de undă, deci şi viteza benzii magnetice, este mai mare. Faptul se datorează magneţilor elementari, mari pentru semnale audio de frecvenţă joasă, care pot influenţa elementele feromagnetice apropiate. Datorită acestor considerente, de cele mai multe ori înregistrarea magnetică stereo nu este utilizată la magnetofoanele cu viteze foarte mari de antrenare a benzii magnetice (38,1 şi 76,2cm/s) decît în cazuri izolate, folosind soluţii constructive mecano-electrice deosebite. Un alt fenomen generator de zgomot este efectul de copiere a două straturi succesive proprii benzii magnetice înregistrate (aşezate unul peste celălalt). Liniile de forţă ale magneţilor elementari de pe spira **n** a benzii magnetice rulate se pot închide prin spira **n-1** (peste care este rulată) şi spira **n+1** (cea care o acoperă). Magneţii elementari care îşi pot închide liniile de flux magnetic prin spirele învecinate ale benzii magnetice pot da naştere la o inducţie magnetică remanentă, deci copiere. Deşi în mod practic acest tip de inducţie magnetică remanentă prezintă o amplitudine mică, ea constituie totuşi un semnal nedorit, deci un zgomot propriu benzii magnetice. Efectul de copiere este caracterizat prin valoarea atenuării de copiere, care reprezintă raportul în dB dintre nivelul semnalului util şi nivelul semnalului copiat. Deoarece copierea se produce pe spirele învecinate spirei **n** considerate ca exemplu, semnalul audio util este nu numai urmat, cît şi precedat de "ecoul său perturbator". Efectul de copiere este mai neplăcut în momentul în care semnalul audio util conţine numai înregistrări de vorbă, deoarece în timpul pasajelor muzicale ecoul este mascat de semnalul util. Valoarea atenuării de copiere pentru o bandă magnetică înfăşurată pe cele două role (rola colectoare şi rola debitoare) depinde de următorii factori:

Fig. 29 a

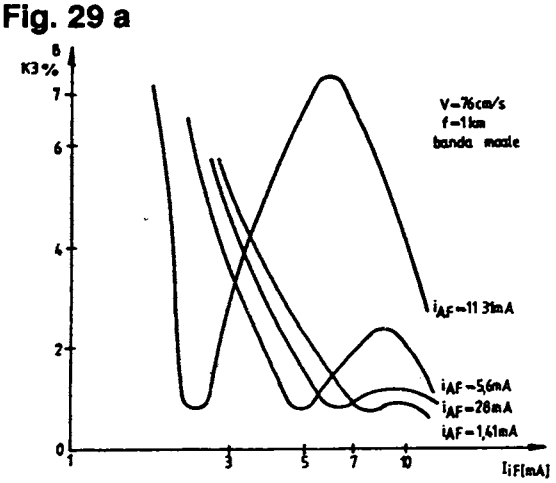
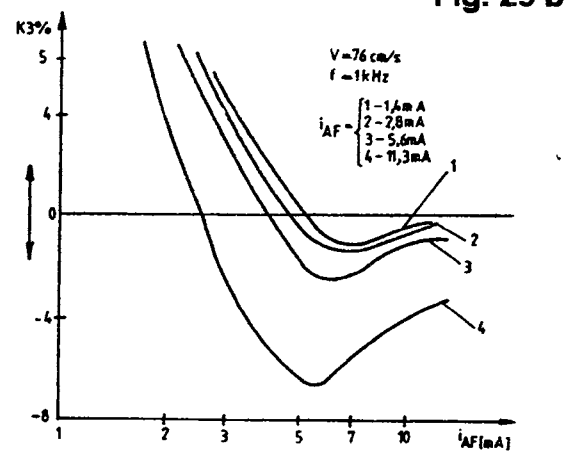


Fig. 29 b



ELECTRO

ALIMENTARE

ALIMENTATOR +12V/±24V

ing. Şerban Naicu

Cu ajutorul montajului prezentat putem obţine o tensiune simetrică de ±24V plecând de la o tensiune de +12V (acumulator auto, de exemplu). Conectând sarcina de ieşire între punctele +24V şi -24V vom beneficia de o tensiune de 48Vc.c., deci de patru ori mai mare decât tensiunea sursei de alimentare. Masa montajului este unică, cu ajutorul schemei prezentate în fig. 1 putând obţine tensiunile de +12V, +24V şi +48V la ieşire.

Schema prezentată cuprinde în principiu patru părţi funcţionale:

1. Oscilatorul propriu-zis, alcătuit din două inversoare ale circuitului integrat de tip CMOS MMC 4069. Capsula acestuia (de tip DIL 14) şi semnificaţia pinilor sunt prezentate în fig. 2. Se observă că aceasta conţine şase inversoare de putere de tip buffer. Oscilatorul generează o frecvenţă fixă de cca. 20÷25 KHz.

2. Amplificatorul buffer inversor, realizat cu următoarele patru porţi ale C.I., montate în paralel, având rolul de a genera un curent de ieşire mai mare, pe o impedanţă relativ mică.

3. Circuitul de comutaţie şi dublor de tensiune pozitivă este realizat în principal cu tranzistorul T1, montat în conexiunea EC (emitor comun). Acesta primeşte în bază, prin intermadiul rezistorului R4, impulsurile dreptunghiulare. Sarcina tranzistorului o constituie bobina L1 (750μH) care înmagazinează energia şi apoi o transmite circuitului de ieşire. Configuraţia circuitului C4, D1, D2 şi C5 reprezintă dublorul lui Schenkel. Funcţionarea acestuia este următoarea: la sosirea impulsului pozitiv condensatorul C4 se încarcă la valoarea de vârf, diodele D1 şi D2 fiind blocate. La sosirea impulsului negativ diodele intră în conducţie, la bornele condensatorului C5 apărând o tensiune egală cu dublul tensiunii de vârf. Condensatorul C4 se descarcă, pierzând o parte din sarcină, dar reâncărcându-se în ciclul următor.

Când dioda D2 este blocată condensatorul C5 se descarcă în circuitul de ieşire. La bornele condensatorului C5 vom avea deci o tensiune dublă faţă de cea de alimentare.

— amplitudinea semnalului audio util, deci amplitudinea inducţiei magnetice remanente şi proprietăţile benzii magnetice înregistrate, în special sensibilitatea ei. Benzile cu sensibilitate mai mare au un efect de copiere mai accentuat (atenuare de copiere mai mică);

— frecvenţa semnalului audio înregistrat şi viteza de deplasare a benzii magnetice. Un semnal de frecvenţă joasă înregistrat pe o bandă cu viteză mare de antrenare provoacă o magnetizare de copiere mai accentuată, care creşte în funcţie de amplitudinea semnalului audio înregistrat. Intensitatea de copiere scade odată cu creşterea frecvenţei semnalului audio înregistrat;

— starea de magnetizare prealabilă a benzii magnetice. O bandă cu inducţie magnetică remanentă mai mică este mai puţin sensibilă la efectul de copiere. O magnetizare iniţială a benzii magnetice joacă rolul unei polarizări, mărind eficacitatea fenomenului de înregistrare la copiere, după un mecanism similar cu cel care are loc la înregistrarea obişnuită;

— durata de copiere, care reprezintă intervalul de timp în care două spire din banda magnetică se ating şi ulterior, în momentul redării se îndepărtează;

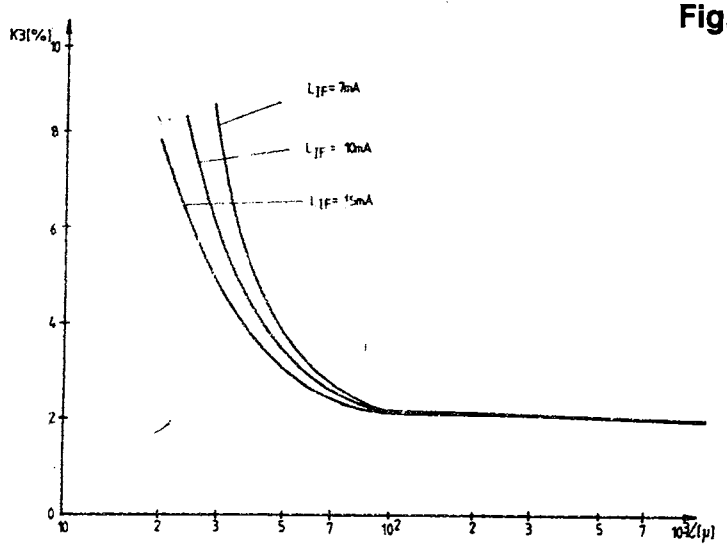
— durata dintre înregistrare şi copiere, care reprezintă intervalul de timp în care banda magnetică a trecut prin faţa capului magnetic de înregistrare şi prima atingere cu spirele vecine proprii rolei colectoare. Măsurătorile au arătat că efectul de copiere creşte pe măsură ce creşte durata de copiere, iniţial mai repede, apoi creşterea în unitatea de timp scade. S-a constatat că mărirea duratei dintre înregistrare şi copiere implică scăderea efectului de copiere;

— temperatura, tensiunile mecanice şi şocurile la care este supusă banda magnetică favorizează efectul de copiere. O temperatură scăzută are ca efect micşorarea apreciabilă a efectului de copiere;

— prezenţa unui câmp magnetic exterior (spre exemplu de la transformatorul de reţea sau motorul de antrenare a benzii magnetice) este similară cu acţiunea unui câmp magnetic de polarizare. Orice câmp magnetic informativ exterior deplasează punctul de funcţionare al caracteristicii de înregistrare pe o porţiune mai liniară, favorizând copierea.

Efectul de copiere reprezintă defectul principal al înregistrării pe bandă magnetică. Pentru benzile magnetice de calitate bună valoarea atenuării de copiere este de cca. 50...60 dB. ◆

Fig. 30



Pentru a obţine o bună stabilitate a tensiunii de ieşire se utilizează circuitul cu diodă zener DZ1 (24V/1W) al cărui curent de polarizare se asigură cu R4. Diodele D1-D4 sunt de tip 1N4148.

În vederea reducerii factorului de ondulaţii reziduale al tensiunii de ieşire se mai utlizează încă o filtrare realizată cu C6.

4. Circuit de comutaţie şi dublor de tensiune negativă, realizat în pricipal cu T2, având o funcţionare similară, dar simetrică, cu circuitul descris anterior.

Deci, la o tensiune de alimentare nominală de +12V se va măsura la ieşire în gol exact tensiunea de ±24V, dar această tensiune va scădea în sarcină.

Montajul consumă în gol cca. 145mA la tensiunea de alimentare de +12V.

Cablajul imprimat (faţa placată şi faţa plantată) este prezentat în fig. 3, având dimensiunile de 65×70mm.

Bibliografie:

LED (Loisir s Electroniques d'Aujourd'hui) nr. 53/1988

◆

Fig. 1

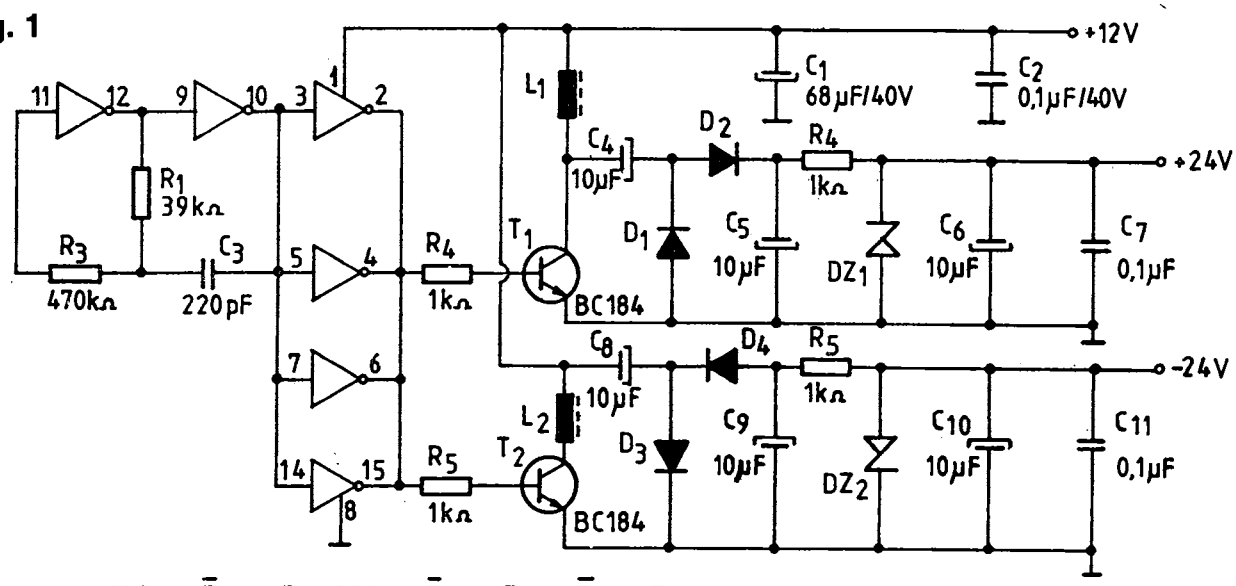
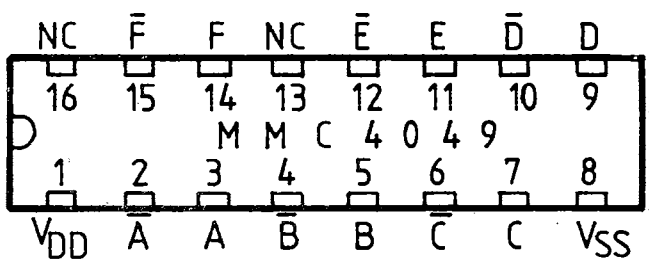
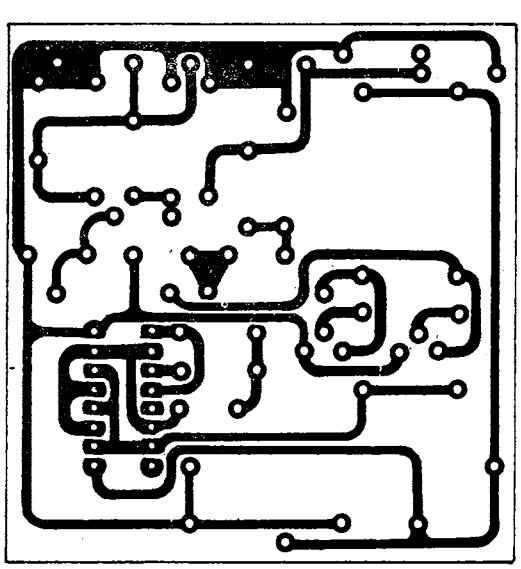


Fig. 2





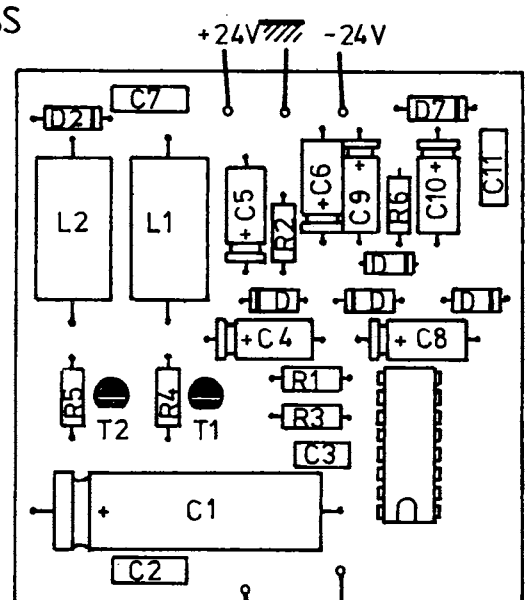


Fig. 3

9.45
AMC

CANAL DE BALEIAJ PENTRU OSCILOSCOP

dr. ing. Andrei Ciontu - YO3FGL

Canalul de baleiaj pe care îl prezentăm este format dintr-un generator de tensiune linear variabilă (realizat cu ajutorul CI_1, T_1, CI_2), un amplificator cu ieşire simetrică (format cu T_3, T_4), iar între acestea un etaj separator realizat cu tranzistorul T_2.

Generatorul de tensiune linear variabilă realizat are două calităţi esenţiale:

— un grad mare de liniaritate a "dinţilor de fierăstrău"
— o rată mare (α) de reglaj a frecvenţei de repetare (de peste 20 în cadrul fiecărei game)

Aşa cum rezultă din schema de principiu prezentată în fig. 1, acesta este format dintr-un generator de curent constant (I) (CI_1 şi T_1) reglabil manual (P_1, reglaj continuu al frecvenţei de repetare), care încarcă unul din condensatoarele C* şi dintr-un etaj de descărcare rapidă a lui C* când valoarea tensiunii atinge un nivel prestabilit, U_p (multivibrator realizat cu CI_2).

Tensiunea LV la bornele lui C* este:

$$u_c(t) = \frac{1}{c}\int_0^t I\,dt = \frac{I}{c}t$$

pentru:

$t = T_r$

şi:

$u_c(T_r) = U_p = ct.$

De unde se observă că:

$$T_r = \frac{1}{f_r}$$

se poate regla cu ajutorul curentului I:

$$f_r = \frac{I}{CU_p}$$

Ştiut fiind faptul că liniaritatea poate fi stricată de o rezistenţă de sarcină (rezistenţa de intrare în amplificator) insuficient de mare, s-a realizat un repetor pe sursă cu tranzistorul JFET de tip BF256 (sau similar), care are o impedanţă de intrare foarte mare şi condensatorul de acumulare C* lucrează practic în gol (sunt evitate orice şuntări în timpul reglajelor sau comutărilor). Pentru amplificarea necesară obţinerii unei complete desfăşurări pe orizontală la tubul catodic 5LO38I (cu care s-a realizat un osciloscop portabil), s- au folosit două tranzistoare de tensiune ridicată de tipul BF179 (sau similare). În fig. 2 se

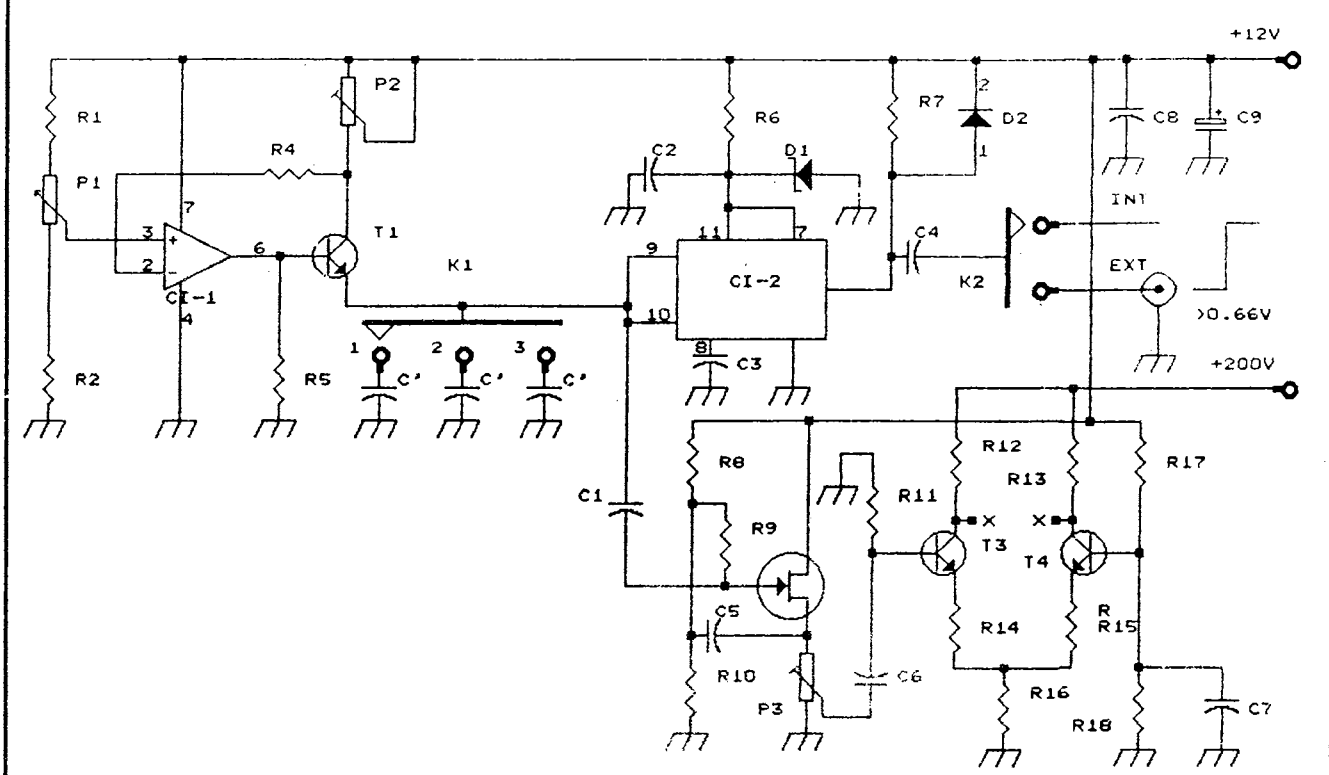


Fig. 1

Fig. 2

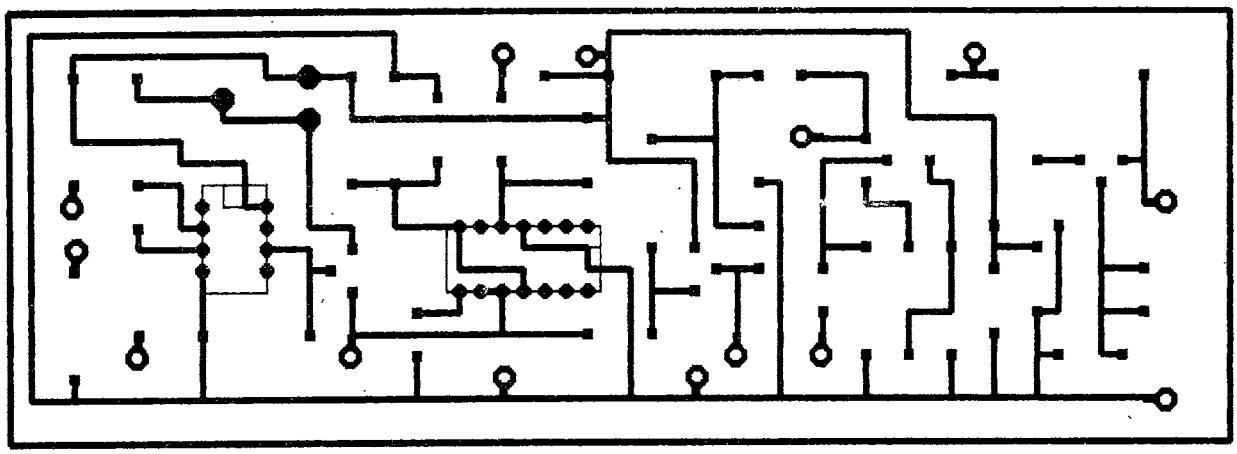
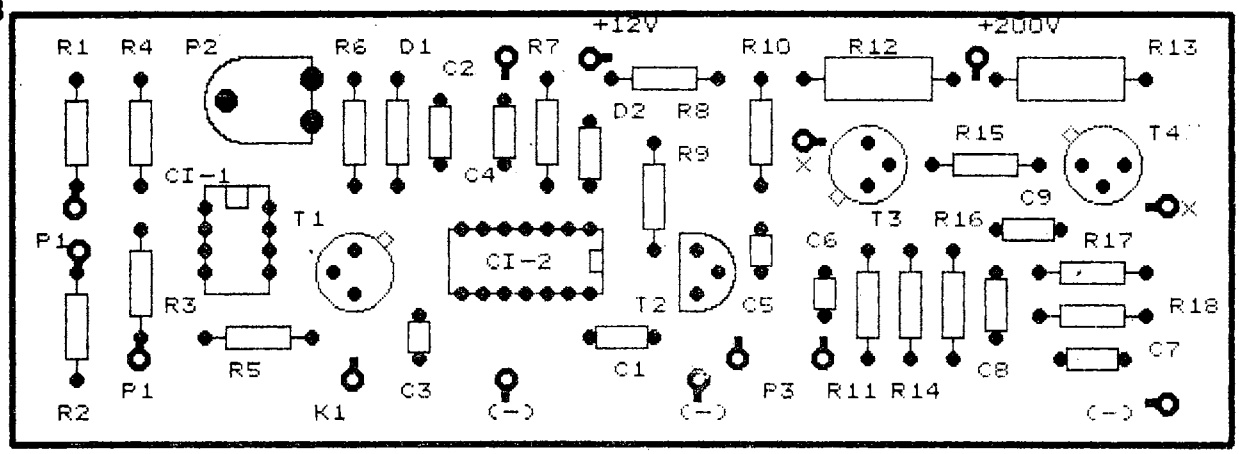


Fig. 3



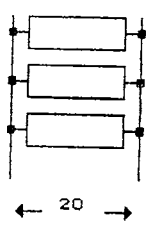


Fig. 4

prezintă circuitul imprimat faţă unică, iar în fig. 3 modul de amplasare a componentelor. Întreg montajul se încadrează pe o plăcuţă de steclotextolit cu dimensiunile 125×40.

Montajul a dat satisfacţii depline.

Lista de piese:

Componente active:

$CI_1 = \beta A741$; $CI_2 = \beta E555$

T_1 = BCY79; T_2 = BF256; T_3=T_4 - BF178

D_1 - PL6V2; D_2 - 1N4148

Componente pasive:

R_1=4K7; R_2=3K9; R_3=R_4=7K5; R_5=10K; R_6=330

R_7=1,8K

R_8=R_{10}=110K

R_9=5M

R_{11}=R_{18}=9K1

R_{12}=R_{13}=66K (3W) se realizează din 3 rezistoare de 200K - 1W în paralel (fig. 4)

R_{14}=18K

p_1=5K (ax ϕ6)

PE PANOU "REGLAJ FIN frecvenţă"

P_2=5K semireglabil

P_3=2,5K (ax ϕ6) pe panou "amplitudine"

K - COMUTATOR ROTATIV 1×3 poziţii pe panou "gama"

C_2=C_7=22μ/16V tantal

C_3=10nF

C_1=C_5=C_6=0,5μF

C_4=1nF

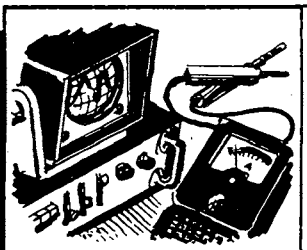
C_8=47μ/16V tantal

Notă: Pentru o bună stabilitate termică a frecvenţei de repetiţie se recomandă ca toate rezistoarele (cu excepţia R_{12}=R_{13}) să fie cu peliculă metalică (RPM 0,5W) iar toate condensatoarele, de tipul ceramice multistrat. În ce priveşte valoarea condensatorului C* pentru cele (numai!) trei game de valori pentru durata bazei de timp a oscilatorului, acestea se iau din tabelul 1, rezultat din măsurători:

Tabel 1

Gama	C* (nF)	f_r(kHz) min	f_r(kHz) max	$\alpha=\frac{f_{max}}{f_{min}}$	T_r=(μs) max	T_r=(μs) min
1	1	16,6	381,58	22,98	60,24	2,62
2	47	0,76	19	25	1315,75	52,63
3	1000	0,036	1	27,77	27770	1000

♦



LABORATOR

CONSIDERŢII PRIVIND PROIECTAREA CU CIRCUITE INTEGRATE CMOS

ing. Gaudenţiu Vărzaru

Introducere

În majoritatea sistemelor utilizând circuite integrate CMOS principala grijă care trebuie avută încă din faza de proiectare este aceea de a preveni apariţia fenomenului de agăţare ("latch- up"). Fără a intra prea mult în detalii trebuie arătat că , datorită particularităţilor structurii CMOS se poate pune în evidenţă existenţa unei structuri parazite de tiristor, care, datorită unui impuls electric nedorit se poate amorsa. Apare efectul de străpungere secundară, iar dacă sursa de alimentare poate debita un curent suficient pentru menţinerea tiristorului apare o cale de curent de rezistenţă foarte mică între sursă şi masă. Declanşarea fenomenului de agăţare poate duce în final la distrugerea circuitului integrat.

Caracteristica de alimentare a unui circuit CMOS este arătată în fig. 1. I_{DD} este curentul de alimentare a circuitului, V_{DD}, tensiunea de alimentare, V_{STR}, tensiunea de străpungere secundară, I_S şi V_S, curentul şi tensiunea corespunzătoare străpungerii, I_M, curentul de menţinere al tiristorului parazit. În paranteză sunt trecute valorile tipice ale mărimilor respective.

Apariţia fenomenului de agăţare este favorizată în următoarele situaţii:

— funcţionarea echipamentului nu poate fi întreruptă pentru operaţiuni de întreţinere curente (scoaterea - introducerea unor cartele de cablaj imprimat);
— echipamentul are mai multe tensiuni de alimentare (ex.: ±15V, ±12V, masa) sau are aceeaşi tensiune, ca valoare, dar foloseşte atât o sursă stabilizată cât şi una nestabilizată;
— circuitele folosesc tehnici de decuplare capacitivă;
— circuitele integrate de pe una din cartelele de cablaj imprimat sunt comandate de circuite de pe alte cartele prin intermediul unui fund de sertar, cablu-panglică etc;
— circuitele comandă sarcini de capacitate mare precum magistrale lungi de date sau adrese;
— echipamentul conţine magistrale de date sau adrese de mare viteză de lungime suficient de mare încât proprietăţile lor inductive devin importante la frecvenţele de lucru;
— echipamentul are intrări şi ieşiri pe panoul frontal fiind uşor accesibile de către operator;
— circuitele digitale sunt comandate de circuite analogice alimentate de la surse de tensiuni mai mari.

În cele ce urmează se analizează fiecare caz în parte.

Introducerea/scoaterea cartelelor din echipament în timpul funcţionării

Pe terminalele conectorului plăcii pot exista potenţiale diferite care să fie aplicate pe intrările sau ieşirile unor circuite înainte ca terminalele de alimentare ale cartelei să facă contact. Astfel, chiar pentru o perioadă foarte scurtă de timp, va exista o tensiune pe intrarea (ieşirea) circuitului integrat fără ca acesta să fie alimentat. În momentul când terminalul de alimentare va face contact se poate declanşa fenomenul de agăţare.

Foarte vulnerabile la această situaţie sunt circuitele tri-state. Acestea prezintă la ieşire o impedanţă foarte mare numai pentru tensiuni mai mici, cel mult egale cu tensiunea de pe pinul de alimentare. Tensiunile mai mari decât tensiunea de alimentare care apar pe aceste ieşiri pot să provoace fenomenul de agăţare.

O soluţie pentru această problemă este folosirea conectorului cu conectare directă. Terminalele plăcii sunt constituite din trasee aurite pentru scăderea rezistenţei de contact, ceea ce ne dă posibilitatea de a alungi traseele pentru tensiunea de alimentare faţă de celelalte terminale ale plăcii, aşa cum se vede în fig. 2. În felul acesta suntem siguri că terminalele pentru tensiunea de alimentare fac contact primele la introducerea plăcii, respectiv desfac contactul ultimele la extragerea plăcii.

Echipamente cu mai multe tensiuni de alimentare

În acest caz pot apare şi mai multe necazuri (de ex. - supratensiuni) datorită condensatoarelor de decuplare. Să luăm exemplul din fig. 3, cu două tensiuni de alimentare decuplate prin două condensatoare de capacităţi C1 şi C2.

Presupunem că cele două condensatoare sunt descărcate, iar C2 este mult mai mare decât C1 (C2>>C1). Este posibil ca atunci când cartela de cablaj imprimat este introdusă terminalul pentru tensiunea de +12V să facă primul contact, apoi cel pentru masă şi în cele din urmă cel pentru tensiunea de +5V. În această situaţie C1 şi C2 sunt, pentru un scurt interval de timp, conectaţi în serie. Tensiunea de +12V aplicată condensatorului C2 face ca tensiunea în punctul de masă (M) să crească corespunzător cu sarcina distribuită între C2 şi C1. Această tensiune poate ajunge la +12V (dacă C2>>C1). Când terminalul de masă face contact, tensiunea pe calea de alimentare cu tensiunea de +5V va sări până la nivelul tensiunii prezente iniţial în punctul M, de masă (adică cca. 12V). Acest lucru este echivalent cu o supratensiune care apare pe traseul tensiunii de alimentare cu +5V, care poate depăşi valorile maxime absolute admisibile de unele circuite integrate. Circuitele se pot distruge. De asemenea poate apare fenomenul de agăţare pentru circuitele CMOS. Situaţia aceasta este cu precădere caracteristică echipamentelor cu diferenţe mari între tensiunile de alimentare, cum ar fi sistemele de comutaţie telefonică care sunt alimentate de la o baterie centrală de -48Vc.c. şi care necesită tensiuni de alimentare pentru circuitele integrate de +5V sau +12V.

Acest neajuns se previne şi el printr-o tehnică de inserare diferenţiată a terminalelor în conector. Practic, traseele din conector se fac mai scurte sau mai lungi, alcătuind mai multe niveluri. Ordinea de închiderea a contactelor în conector trebuie să fie crescătoare. De exemplu, într-un echipament având tensiuni de alimentare +5V, +12V şi -12V, pinul care va face contact trebuie să fie terminalul pentru masă (0V), apoi cel pentru +5V şi în cele din urmă cele pentru +12V şi -12V simultan. Ordinea ascendentă previne ca nici o supratensiune să nu apară chiar dacă una din tensiuni se suprapune peste alta prin condensatorul de decuplare. Pinul de masă trebuie să facă contact primul pentru a preîntâmpina situaţia ca o tensiune pozitivă să se suprapună peste alta negativă, şi invers. Prin dispunerea terminalelor pentru tensiunile opuse ±12V pe acelaşi nivel se obţine anularea efectelor datorate inserării cartelei sub tensiune (vezi fig. 4).

Este posibil ca numărul mare de tensiuni de alimentare pe o cartelă să nu permită tot atâtea niveluri de dispunere a terminalelor în conector din motive de spaţiu suficient pentru un contact sigur într traseu şi pinul cuplei. În acest caz trebuie analizată cu grijă problema decuplării. Dacă este posibil, capacităţile de decuplare a diferitelor tensiuni de alimentare vor fi de valori egale. Aceasta va tinde să minimizeze supratensiunile datorită distribuirii egale a sarcinii pe condensatoare. Dacă, în ciuda precauţiilor luate, posibilitatea apariţiei supratensiunilor încă mai rămâne trebuie prevăzută o limitare de curent sau o stabilizare locală.

a. Cea mai simplă formă de protecţie este de a conecta un rezistor în serie cu pinul de alimentare al circuitului (V_{DD} sau V_{SS}) considerat. Valoarea rezistorului se alege în funcţie de obiectivele propuse:

— să prevină apariţia fenomenului de agăţare;
— să se prevină distrugerea circuitului în cazul apariţiei fenomenului de agăţare.

În prima situaţie:

$$R = \frac{V_{al} - V_{DD\,max}}{I_{DD\,max}}$$

unde:

V_{al} este tensiunea maximă de alimentare disponibilă;

V_{DDmax} este tensiunea maximă admisibilă pentru V_{DD} (catalog);

I_{DDmax} este curentul de alimentare a capsulei la V_{DDmax} (catalog).

Acest rezistor va determina ca niciodată V_{DDmax} să nu fie depăşită de tensiunea pe pinul de alimentare a circuitului integrat.

În a doua situaţie rezistorul se va alege astfel încât să limiteze curentul de alimentare la câteva sute de mA pentru tensiunea maximă aplicată.

Când se alege valoarea maximă a acestui rezistor trebuie să se ia în considerare următoarele aspecte:

— impedanţa sursei de alimentare va fi crescută cu această valoare ceea ce va duce la o scădere a curentului oferit circuitului sau absorbit de la circuit (în funcţie de traseul pe care se intercalează

acest rezistor, pe cel de masă sau pe cel pentru V_{DD});

— va apare o creştere corespunzătoare a timpului de propagare(proporţională cu produsul dintre rezistenţa adiţională şi capacitatea de sarcină);

— scade imunitatea la zgomot a circuitului, proporţional cu produsul dintre rezistenţa adiţională şi curentul de alimentare instantaneu total (incluzând curenţii de ieşire).

b. Dacă rezistorul nu se poate intercala din motivele expuse mai sus se poate conecta o diodă Zener între V_{DD} şi V_{SS}. Şi în acest caz este necesară o rezistenţă de limitare dar de valoare mult mai mică, limitată de parametrii diodei Zener (fig. 5).

Dar nu numai la introducerea sau scoaterea cartelelor într-un echipament cu mai multe tensiuni de alimentare pot apare probleme ci şi la pornirea, respectiv întreruperea alimentării lui. Datorită proceselor tranzitorii diferite de la o sursă la alta tensiunile nu ajung simultan la valorile lor nominale; între ele pot apare decalaje care se propagă în liniile de alimentare la circuite. De exemplu, în fig. 6, circuitul CI_1 este alimentat la +5V iar CI_2 la +12V. Dacă în timpul conectării la circuite tensiunea de +5V o depăşeşte, pentru un scurt interval de timp, pe cea de +12V, tensiunea de la ieşirea circuitului CI_1 aplicată pe intrara circuitului CI_2 depăşeşte tensiunea de alimentare instantanee a celui din urmă. Acest fapt face ca la CI_2 să apară fenomenul de agăţare.

Remedierea acestei deficienţe se realizează printr-o alimentare secvenţială adecvată. Aici se va ţine cont de faptul că prezenţa unor condensatoare de decuplare de valori mari pe diferite plăci ale echipamentului poate altera ordinea de alimentare avută iniţial în vedere. În practică se conectează o diodă de la sursa mai mică spre cea mai mare astfel că tensiunea de alimentare a circuitului al doilea nu rămâne în urma primului. În cazul a două surse de tensiune egale se conectează două diode antiparalel.

Circuite folosind tehnici de decuplare capacitivă

Pentru a preveni apariţia unei tranziţii foarte rapide la bornele circuitelor decuplate local prin capacităţi mici, care ar putea duce la declanşarea fenomenelor de străpungere secundară şi agăţare atunci când se introduce o cartelă într-un echipament aflat sub tensiune, se prevede un condensator de decuplare pe cartelă. Valoarea lui va fi destul de mare încât să micşoreze panta dV/dt, dar va fi aleasă ţinând cont şi de necesitatea prevenirii supratensiunilor prin procedeele descrise anterior.

Circuite interconectate prin cablu-panglică

Cablul flexibil panglică, dacă este suficient de lung, prezintă proprietăţi inductive importante. Inductanţa distribuită şi capacitatea parazită a liniilor formează un circuit oscilant care poate produce oscilaţii atunci când este atacat cu semnale digitale rapide. În fig. 7 se prezintă efectul cablului panglică asupra unui semnal dreptughiular de la ieşirea unui circuit integrat digital.

După cum se observă, apar variaţii pozitive şi negative în jurul valorilor V_{DD} şi V_{SS} care se transmit prin cablul panglică altor circuite. Dacă mărimea acestor variaţii este suficient de mare, aceste supratensiuni pot să le provoace acestor circuite fenomene de străpungere şi agăţare.

O rezolvare simplă a acestei probleme este terminarea fiecărui conductor al cablului pe o rezistenţă astfel încât să se reducă amplitudinea oscilaţiei. Dar aceasta va duce la un consum suplimentar de putere. O altă metodă este de a conecta diode de protecţie exterioare care vor tăia orice supratensiune apărută. Cele mai potrivite sunt diodele Schottky pentru a fi siguri că ele conduc înaintea intrărilor sau ieşirilor pe care le protejează (fig. 8).

Circuite conectate la magistrale lungi de date sau adrese

Liniile lungi de date pot prezenta capacităţi importante, atât între ele cât şi faţă de masă. Circuitele conectate la ele pot îndeplini condiţii pentru apariţia supratensiunilor. Aceasta este adevărat mai ales pentru cartelele pe care sunt comutate sarcini mari în curent continuu. Fenomenul de producere a supratensiunii este următorul: o schimbare a curentului de alimentare (datorită comutării) duce la o cădere locală a tensiunii pe pinii de alimentare ai circuitelor din vecinătatea circuitului care comandă sarcina, datorită rezistenţei nenule a sursei de alimentare, traseelor şi conectorilor. În acelaşi timp capacitatea magistralei tinde să menţină tensiunea pe intrările şi ieşirile conectate la magistrală la tensiunea maximă de alimentare. Dacă o tensiune suficientă diferenţială apare între magistrală şi tensiunea de alimentare, atunci capacitatea magistralei se va descărca prin structurile interne şi externe. Curentul de descărcare poate ajunge la zeci de mA provocând astfel fenomenul de agăţare.

Metode de prevenire a acestui neajuns: reducerea rezistenţei interne a sursei, reducerea rezistenţei traseelor de alimentare şi reducerea capacităţii liniilor de date (adrese) prin proiectarea unor trasee late şi prevederea mai multor conexiuni în cuplă pentru acelaşi semnal, atunci când este posibil.

Magistralele vor fi cât mai mici şi vor păstra o distanţă suficientă între trasee. Dacă nu se pot lua aceste măsuri de prevedere, datorită constrângerilor impuse la realizarea cablajului imprimat, se prevede un condensator de decuplare între pinii de alimentare ai circuitului integrat considerat. Valoarea capacităţii depinde de amplitudinea curentului din punctul respectiv şi rezistenţa locală a sursei de alimentare. În mod normal un condensator de 10μF rezolvă această problemă.

(continuare în numărul viitor)

Fig. 1

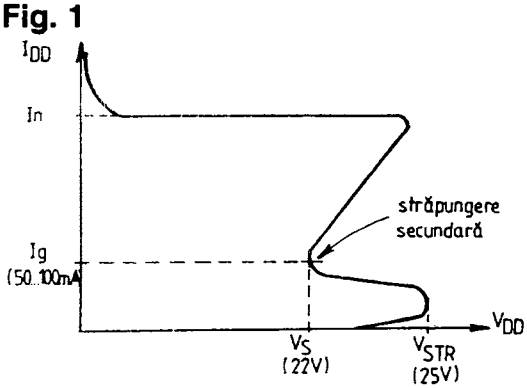


Fig. 2

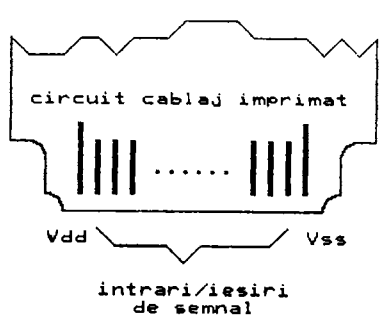
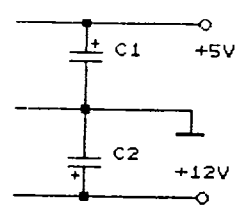


Fig. 3



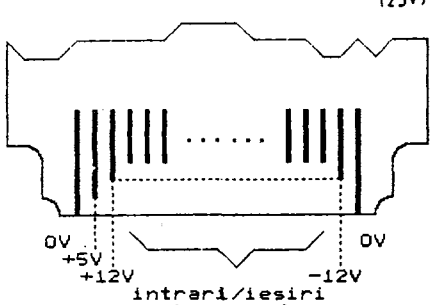


Fig. 4

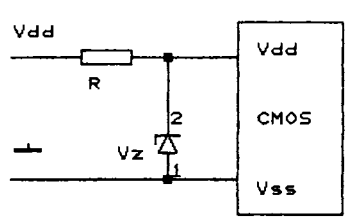


Fig. 5

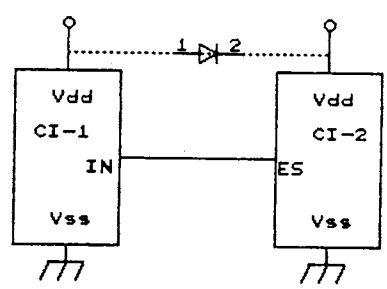
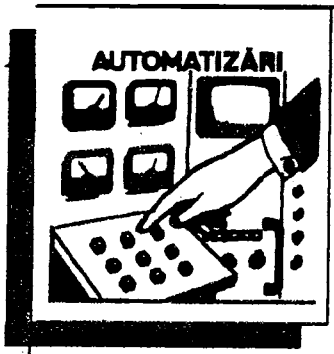


Fig. 6



INDICATOR ELECTRONIC AL ZILELOR SĂPTĂMÂNII

Ing Laurenţiu Marin

Ceasurile electronice şi avantajele lor s-au impus celor mecanice în ultima perioadă de timp, acestea facilitând indicarea electronică a orei, minutului, cele mai complexe fiind dotate cu posibilitatea indicării zilei şi a lunii, posibilitatea folosirii alarmei, etc.

Din analiza în timp a schemelor de ceasuri electronice s-au desprins următoarele concluzii: ca scheme bloc ele folosesc integratele specializate de tipul:

a) MMC 351 - integrat specializat de ceas auto folosit împreună cu MMC 4511 sau CDB 447 (D 147D) în funcţie de tipul afişorului folosit, cu anod sau catod comun;

b) MMP 1206 - integrat complex de ceas - vezi articolul din revista Electronistul nr. 7 pag. 22, autor ing. P. Nicolae;

c) MMC 353 - integrat complex de ceas pentru afişoare de 3 1/2 digiţi, acesta fiind considerat un integrat drept de urmat al lui MMP 1206 - vezi articolul din revista Electronistul nr. 12 pag. 20, autor student Popovici Laurenţiu.

Deoarece integratul MMP 1206 este scos din fabricaţie, în continuare mă voi referi numai la MMC 351 şi MMC 353.

Cele două integrate au în dotările lor fiecare câte un pin notat AM/PM după cum urmează:

— MMC 351 pin 15
— MMC 353 pin 31

La fiecare din pini integratele furnizează o tensiune de ≈5V (1 logic) timp de 12 ore şi o tensiune de 0V (0 logic) în celelalte 12 ore ale unei zile, tensiunile putând aprinde sau stinge un LED montat corespunzător. Această variaţie de tensiune de la 1 la 0 logic sau invers va constitui punctul de intrare al schemei propuse.

Schema electrică propusă este prezentată în fig. 1 şi are la bază circuitul MMC 4017 care este un contor decadic cu 10 ieşiri decodate. Intrarea integratului, cea de clock, este pin 14 sau punctul 9 de pe schemă. Clock-ul inhibat al integratului este pus la masa montajului - scurt între pinii 8 şi 13 ai integratului.

Pentru a-l reseta după 7 paşi ieşirea nr. 8 (pin 6) este scurtcircuitată cu pin 15 de reset al integratului, obligându-l în acest fel să urmeze din nou de la 0. Legătura dintre pinii integratului şi starea de numărare este următoarea: 3 - 0; 2 - 1; 7 - 3; 10 - 4; 1 - 5; 5 - 6; acestea constituind indicaţia de baleiaj şi ordinea de aprindere.

Fiecare din ieşirile integratului este cuplată la câte un tranzistor având câte un led în sarcina colectorului, fiecare dintre ele lucrând în comutaţie. În momentul în care pe pinul de intrare 9 (14 la integrat) se asigură un 1 logic, se va aprinde led-ul corespunzător, acesta indicând ziua, starea menţinându-se şi pe 0 logic, iar apariţia unui nou 1 logic va comuta starea integratului aprinzându-se led-ul următor ceea ce corespunde zilei care urmează.

Cablajul schemei electrice este prezentat în fig. 2 iar amplasarea pieselor în fig. 3. Atât pe schema electrică cât şi pe cablaj se observă 11 pini de legătură şi a căror semnificaţie este:

— 1 ÷ 7 în această ordine pe cele 7 leduri, fiecare pentru câte o zi a săptămânii de luni până duminică, ledurile nefiind puse pe cablajul din fig. 3.
— 8 - masa montajului
— 9 - intrare integrat
— 10, 11 - alimentare 5V: Pinul 10 pentru + care vine de la redresor, pinul 11 pentru legarea la cablaj a comunului anozilor de pe panou.

O variantă de panou extern este indicată în fig. 4, legătura catozilor fiecărui LED cu cablajul fiind făcută prin ştrapuri de sârmă izolată.

Panoul ledurilor poate fi montat după preferinţă deasupra sau dedesubtul afişoarelor, în dreptul fiecărui LED pantografiindu-se iniţiala zilei respective aşa cum este arătat în fig. 4.

Deoarece integratele din tehnologia CMOS sunt foarte sensibile la intrare, constructorul poate decupla intrarea de la clock (pinul 9 de pe cablaj) printr-un condensator de max. 100 μF faţă de masă, montat pe spatele cablajului, condensator necesar înlăturării eventualilor paraziţi externi, din atmosferă, circuitul începând să cicleze chiar şi la apropierea degetului de cablaj.

Această schemă funcţionează foarte bine folosind şi integratul MMC 4022 - contor octal cu 8 ieşiri decodate, dar cablajul trebuie reproiectat deoarece pinii lui nu sunt identici cu ai integratului MMC 4017.

Deci la cei care deţin ceasuri electronice cu afişaj digital cei doi pini: 15 pentru MMC 351 sau 31 pentru MMC 353 se pot lega direct la intrarea nr. 9 a acestui montaj, în paralel pe această legătură se poate pune spre masă un led înseriat cu o rezistenţă de 470 Ω, în dreptul ledului aşezat lângă afişoare inscripţionându-se notaţia AM/PM. ♦

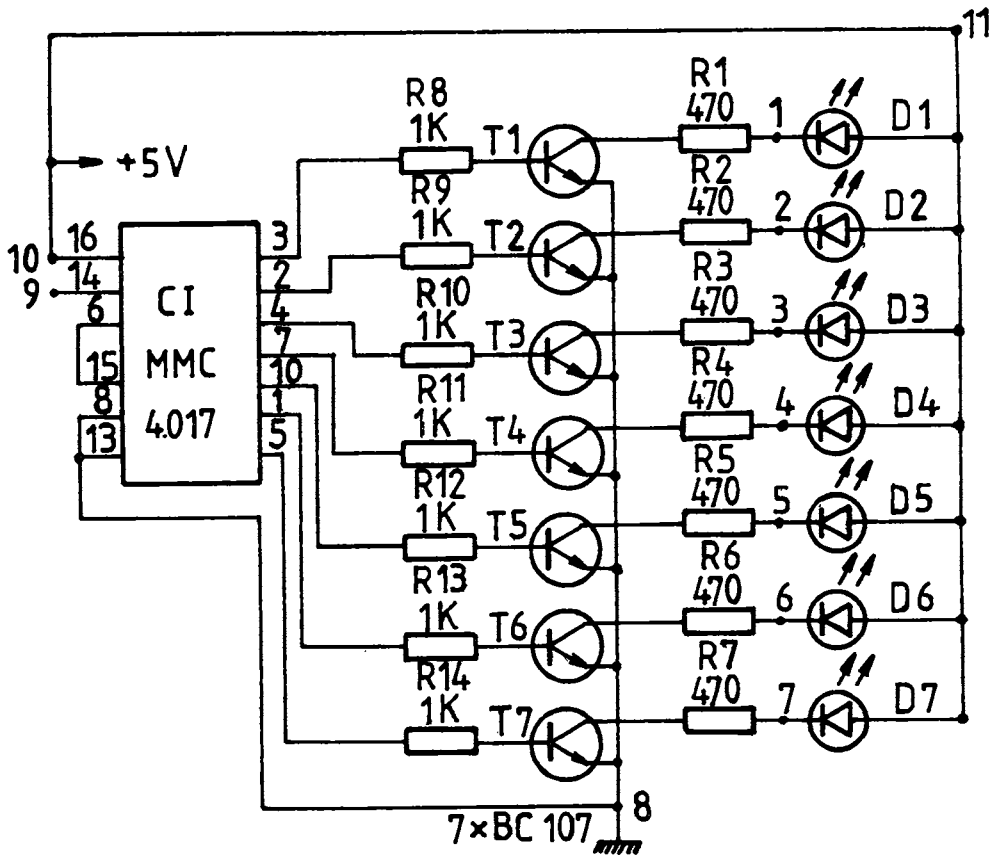


Fig. 1

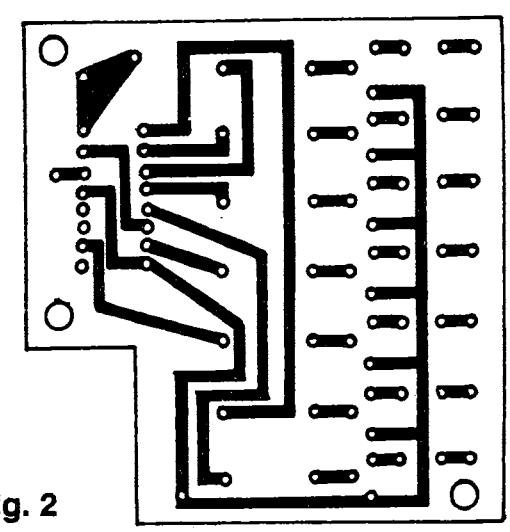
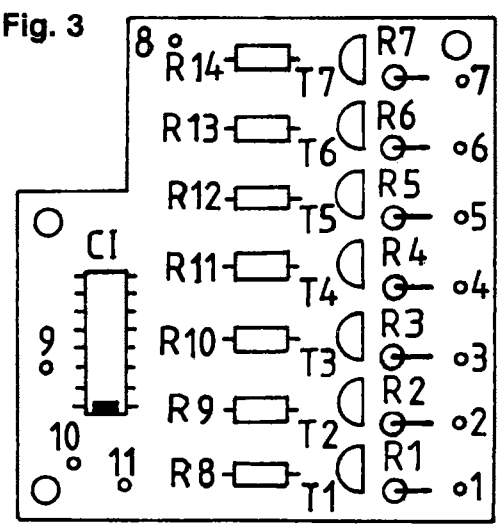


Fig. 2

Fig. 3



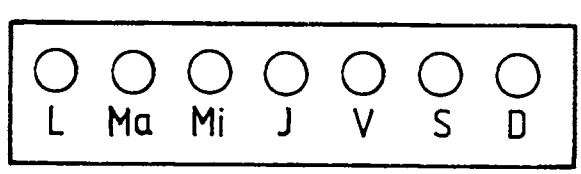


Fig. 4

ISSN 1220 6741

Lei 700

Sperând într-o colaborare cu dv. vă comunicăm că puteţi face abonament direct la editură. Pentru aceasta trimiteţi un mandat poştal cu confirmare de primire pe adresa **REVISTA "ELECTRONISTUL" BUCUREŞTI OF. POŞTAL 5 CĂSUŢA 51 (prin reprezentant** *STAN SERGIU*).

(cont bancar nr. 40.80.0.201.1 - B.C.R. 5)

La rubrica "Loc pentru corespondenţă" menţionaţi numerele revistelor pe care le doriţi (numerele 12, 13, 14, 15, 16 şi 17 sunt disponibile).

Pentru a asigura trimiterea revistelor în plic (cu greutate) recomandat, editura suportă jumătate din cheltuielile de expediere. Ca urmare dv. trebuie să achitaţi 800 lei pentru fiecare număr pe care îl comandaţi.

ABONAMENTE 1994

Pentru revista ELECTRONISTUL numerele 18, 19, 20, 21, 22, 23 (cu apariţie în 1994) abonamentele se pot face şi la oficiile poştale.

Revista ELECTRONISTUL este înregistrată la nr. 5032 în "Catalogul publicaţiilor".

furnizează o tensiune
logic) timp de 12 ore şi o
0V (0 logic) în celelalte
unei zile, tensiunile pută
sau stinge un LE
corespunzător. Această
tensiune de la 1 la 0 logi
va constitui punctul de
schemei propuse.